radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung:
Ein NF-Verstärker guter Qualität

PREIS DM 2,00 · 10. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

MAI 1961


9

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 266

Ing. Ernst Bottke
Transistorgrenzfrequenzen 267

Horst Schlesier
Radarechos und deren Nachbildung (Teil 1) 270

Leipziger Frühjahrsmesse 1961
Kommerzielle Nachrichtengeräte 274

Manfred Schulthes
Meßverfahren zur Bestimmung des Modulationsgrades 277

Siegmar Henschel
Bauanleitung: Ein NF-Verstärker guter Qualität 280

Ing. Gerhard Hohmuth
Probleme der Messung des Frequenzganges eines Schallplattenabtasters 282

Die interessante Platte (Schallplatte) 286

Dipl.-Ing. Hans-Joachim Hanisch
Halbleiterinformationen (20)
Germanium pnp-Flächentransistoren OC 870 ··· 872
Gleichrichterschaltungen 287

Hans-Joachim Köpnick
Tonbandgerät mit Batterieantrieb 289

Dipl.-Ing. Joachim Dubrau
Geregeltes Hochspannungsgerät hoher Konstanz 290

R. Gärtner
Linearverstärker in der Kerntechnik (5) 293

Fachbücher 296

OBSAH

Oznámení a zprávy 266

Ing. Ernst Bottke
Mezní kmitočet u transistorů 267

Horst Schlesier
Radiolokační echa a jejich napodobení část 1 270

Jarní Lipský veletrh 1961
Komerční sdělovací přístroje 274

Manfred Schulthes
Způsob měření k určení modulačního činitele 277

Siegmar Henschel
Stavební návod pro nf-zesilovač velké jakosti 280

Ing. Gerhard Hohmuth
Problémy u měření chodu kmitočtu u gramofonové zvukovky 282

Zajímavá deska 286

Dipl.-Ing. Hans-Joachim Hanisch
Polovodičové informace (20)
Germaniové pnp-plošné transistory OC 870···872
Usměrňovací zapojení 287

Hans-Joachim Köpnick
Magnetofon s bateriovým pohonem 289

Dipl.-Ing. Joachim Dubrau
Přístroj pro vysoké napětí z velkou přesností 290

R. Gärtner
Lineárni zesilovač v jádrové technice (5) 293

Odborné knihy 296

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 266

Инж. Эрнст Боттке
Предельные частоты транзисторов 267

Горст Шлезиер
Радиолокационные отраженные сигналы и их моделирование, ч. 1-я 270

Лейпцигская ярмарка весной 1961 г.
Радиоаппаратура магистральной связи 274

Манфред Шультес
Методы определения коэффициента модуляции 277

Зигмар Хеншель
Самодельный низкочастотный усилитель высокого качества 280

Инж. Герхард Гомут
Проблемы измерения частотной характеристики звукоснимателя 282

Интересная граммофонная пластинка 286

Диплом-инж. Ганс-Иоахим Ганиш
Информация о полупроводниковых приборах (20)
Германиевые плоскостные транзисторы типа p-n-p OC 870 — 872
Выпрямительные схемы 287

Ганс-Иоахим Кёпник
Магнитофон с батарейным приводом 289

Диплом-инж. Иоахим Дубрау
Блок высокого напряжения большой стабильности 290

Р. Гертнер
Линейные усилители в ядерной технике, ч. 5-я 293

Новые книги 296

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj“, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura“ Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 266

Ing. Ernst Bottke
Transistor Limiting Frequencies 267

Horst Schlesier
Radar Echos and their Balancing Network (Part 1) 270

Spring Fair of Leipzig, 1961
Communication Sets 274

Manfred Schulthes
Measuring Methods for the Determination of the Degree of Modulation 277

Siegmar Henschel
Instruction for Construction
High Quality Audio Amplifier 280

Ing. Gerhard Hohmuth
Problems of
Frequency Response Measurement of a Phonograph Pick-up 282

The Interesting Record 286

Dipl.-Ing. Hans-Joachim Hanisch
Semiconductor Informations (20)
Germanium pnp-Type Junction Transistors
OC 870 ··· 872
Rectifier Circuits 287

Hans-Joachim Köpnick
Battery-Operated Magnetic Recorder 289

Dipl.-Ing. Joachim Dubrau
Regulated High Voltage Equipment of High Constancy 290

R. Gärtner
Linear Amplifiers in Nuclear Engineering (Part 5) 293

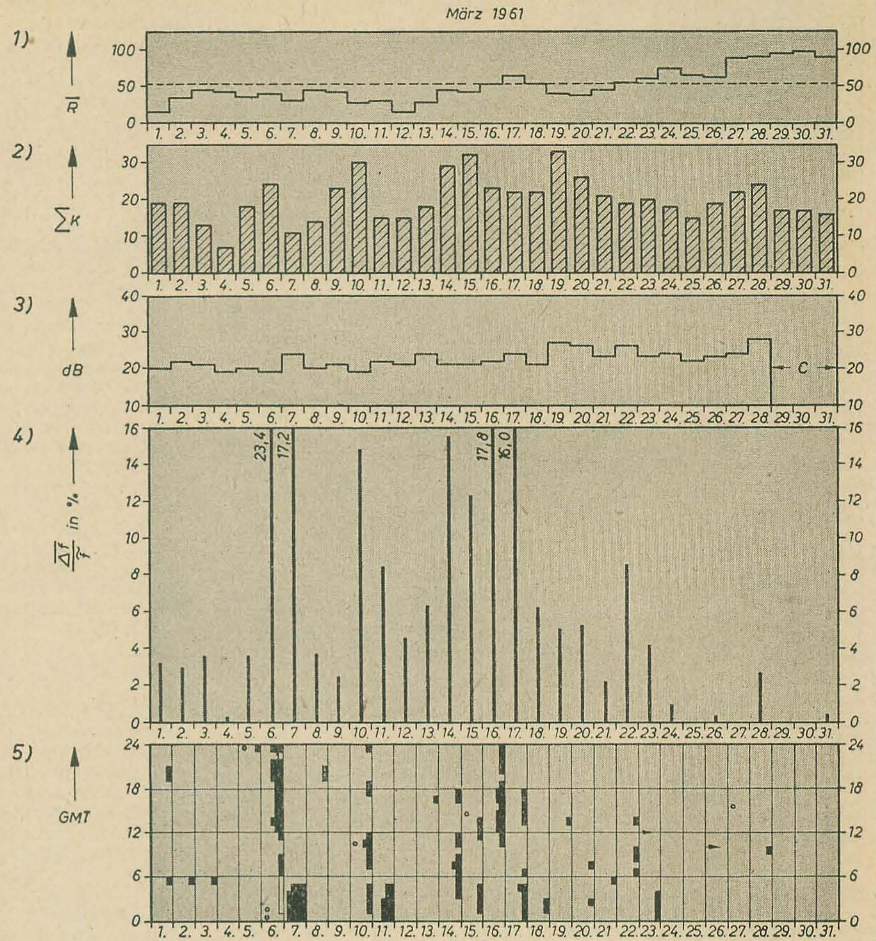
Technical Books 296

Titelbild:

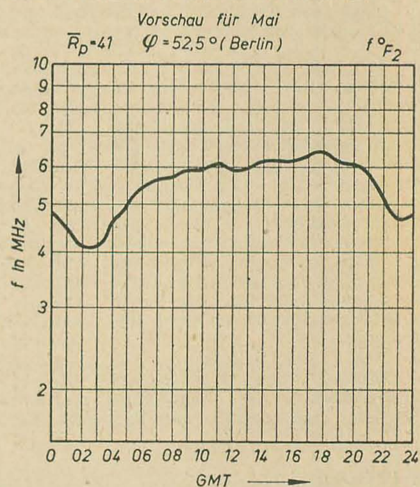
Das Radioteleskop dient der systematischen Untersuchung und Erforschung von aus dem Weltraum kommenden HF-Strahlungen während des Internationalen Geophysikalischen Jahres.
Foto: Zentralbild/TASS

Die KW-Ausbreitung im März 1961 und Vorschau für Mai 1961

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,86 MHz
C = Gerätestörung, F = Streuechos
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = \tilde{f} - f_m$ für $\tilde{f} < f_m$ $\Delta f = 0$
$\tilde{f}$ = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert
$\frac{\overline{\Delta f}}{f}$ = 18 ··· 29 %
= 30 ··· 39 %
= 40 ··· 49 %
= 50 % und darüber
→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes A ≧ 60γ bezogen auf eine Stunde
□ Streuecho A □ Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Gesichtspunkte zur Entwicklung leistungsfähiger AM-Koffergeräte ●

Bauanleitung: Scheinwiderstandsmeßgerät für den Tonfrequenzbereich mit direkter Winkelanzeige ●

Der Skineffekt ●

Dimensionierung von Heißleiter-Widerstandskombinationen ●

Einige Hinweise zu Abschirmproblemen ●



▼ **25 000 DM** werden im VEB Funkwerk Erfurt durch die Standardisierung von Bausteinen für die Anodenstromversorgung der Meßgeräte eingespart.

▼ **Eine Katodenstrahlröhre,** auf der aufgezeichnete Signale bis zu zwei Stunden gespeichert und abgelesen werden können, hat eine amerikanische Firma entwickelt. Die Aufzeichnung kann durch Infrarotbestrahlung jederzeit gelöscht werden.

▼ **Mit Hilfe der Selbstkontrolle** ihrer Erzeugnisse konnten die Werktätigen des VEB Röntgen-Röhrenwerkes „Phoenix" in Rudolstadt den Ausschuß bei Röntgen- und Senderöhren sowie Hochspannungsglühventilen um etwa 9% senken.

▼ **Seine endgültige Höhe von 94 m** hat seit kurzem der Turm der künftigen Fernsehrelaisstation auf dem etwa 450 m hohen Kulpenberg erreicht. Die Relaisstation wird im kommenden Jahr vollendet und soll das bisher vom Petersberg bei Halle direkt nach dem Brocken übertragene Fernsehprogramm als Zwischenstation aufnehmen und zu den Fernsehsendern Brocken und Inselsberg weiterleiten.

▼ **Frigistor** ist die Bezeichnung eines neuen amerikanischen Halbleiterbauelementes zur thermoelektrischen Kühlung.

▼ **Für einen Atomreaktor** in der Nähe von Kairo hat die Sowjetunion die Ausrüstungen geliefert. Der Reaktor wird acht verschiedene Isotopentypen in solchen Mengen liefern, daß der Bedarf der arabischen Länder und des mittleren Ostens gedeckt werden kann.

▼ **In Österreich** soll ab Herbst 1961 versuchsweise ein zweites Fernsehprogramm von einem Band-IV-Sender auf dem Kahlenberg bei Wien ausgestrahlt werden.

▼ **Das Westberliner Zweigwerk der Graetz KG** wird im Juni nach Westdeutschland verlagert. Die Tonband- und Diktiergeräteproduktion soll künftig im Dortmunder Werk erfolgen. Als Begründung für die Verlagerung nach Westdeutschland werden von der Direktion Rationalisierungsmaßnahmen angegeben.

▼ **Ein staatliches Komitee des Ministerrates der UdSSR für Elektronentechnik** wurde vom Obersten Sowjet der UdSSR geschaffen. Zum Vorsitzenden des Komitees im Range eines Ministers der UdSSR wurde Alexander Schokin ernannt.

Zum 1. Mal ein Mensch im Weltraum

Nachdem vor 3½ Jahren die UdSSR den ersten Erdsatelliten auf eine Kreisbahn um die Erde schoß, hat sie nun die erste Etappe des bemannten Weltraumfluges eingeleitet:

Am 12. 4. 1961 wurde in der Sowjetunion zum ersten Male ein Raumschiffsputnik mit einem Menschen an Bord auf eine Kreisbahn um die Erde geschossen. Die Erdumlaufzeit des Sputniks betrug 89,1 Minuten. Das Perigäum der Bahn belief sich auf 175 km und das Apogäum auf 302 km; der Neigungswinkel der Bahnebene zum Äquator betrug 65° 4', die Masse des Raumschiffes mit Raumfahrer 4725 kg, die letzte Stufe der Trägerrakete nicht eingerechnet.
Mit dem Piloten des Raumschiffes „Wostok", dem sowjetischen Fliegermajor JURI ALEXEJEWITSCH GAGARIN, bestand zweiseitige Funkverbindung. Die Frequenzen der Kurzwellensender an Bord des Raumschiffes waren 9,019 MHz und 20,006 MHz und im Ultrakurzwellenbereich 143,625 MHz. Mit Hilfe eines funktelemetrischen und eines Fernsehsystems wurde der Zustand des Raumfahrers während des Fluges beobachtet.
Um 8.55 Uhr (MEZ) landete der Raumfahrer Gagarin nach einmaliger Umrundung des Erdballs wohlbehalten, wie vorgesehen, im westlichen Teil der Sowjetunion. Auch von Stationen der amerikanischen Luftwaffe und Marine wurde der Flug des sowjetischen Raumschiffes beobachtet.

Neuer Typisierautomat für Halbleiterdioden

Eine der jüngsten Neuentwicklungen der Hauptabteilung Prüfgerätebau im VEB Werk für Fernsehelektronik in Berlin-Oberschöneweide ist ein Typisierautomat für Halbleiterdioden. Bei der Prüfung von Dioden müssen zur Feststellung der einzelnen Diodentypen mindestens drei verschiedene Grundwerte ermittelt werden. Eine typengerechte Herstellung der Kristalle ist nur bedingt möglich. Bei der automatischen Typisierung der Dioden werden die einzelnen Grenzwerte registriert. Nach Beendigung der Messung durch sogenannte Bewerter erfolgt dann die automatische Einsortierung der einzelnen Diodentypen.
Während bisher das Typisieren durch Hand erfolgte, konnte mit Hilfe der Automatisierung dieses Arbeitsganges die Arbeitsproduktivität verfünffacht werden. Durch den Einsatz eines Automaten wurden zugleich je Schicht drei Arbeitskräfte für eine andere Tätigkeit frei. Insgesamt sind drei Automaten dieser Art im Werk für Fernsehelektronik in Betrieb.

Briefpost per Funk

Die International Telephone and Telegraph Corp. (ITT) hat für das amerikanische Postministerium ein neues elektronisches Briefpost-Übermittlungssystem entwickelt. Bei diesem System werden die Briefe beim Aufgabepostamt in einer Maschine mechanisch geöffnet, elektronisch „gelesen" und als elektronische Impulse zum Empfangspostamt übertragen. Hier entsteht aus diesen Impulsen eine genaue Kopie der Originalmitteilung, die maschinell gefaltet, in einen Umschlag gesteckt und verschlossen wird. Für die Übermittlung der Impulse kann selbstverständlich auch eine Übertragungsstrecke unter Verwendung von Nachrichtensatelliten benutzt werden. Dieses Postschnellsystem der ITT arbeitet bereits zwischen Washington, Chicago und Battle Creek (Michigan).

Ein winziger Telefonverstärker

einer englischen Firma wird auf die Hörmuschel des Handapparates aufgesteckt. Er enthält einen Verstärker mit drei Transistoren, die von einer kleinen Quecksilberbatterie gespeist werden. Der Verstärker wird in Räumen mit hohem Schallpegel verwendet und leistet auch Schwerhörigen gute Dienste. Das nur 55 p schwere Gerät ist so klein, daß man es leicht in die Tasche stekken und auf jede Hörmuschel aufklemmen kann.

Eine Transistortelefonieanlage, bestehend aus zwei Handfernsprechern, die den schnellen Aufbau einer kompletten Fernsprechverbindung über Entfernungen bis zu 100 km ermöglicht, wird in Westdeutschland gefertigt. Die telefonhörerartigen Handapparate werden durch handelsübliche Batterien betrieben, die mit Transistorverstärker, Ruf- und Sprechtaste ausgestattet sind.

Gute Kunde für den Bastler

Am 6. April wurde vom RFT-Industrieladen Berlin, Stalinallee, ein Spezialgeschäft für Bauelemente und Ersatzteile aller Art der Nachrichtentechnik in der Königsberger Straße 20, unweit der Stalinallee, eröffnet.
Das am Eröffnungstage ausgestellte Sortiment, das mehr als 4000 Warenpositionen umfaßt, schien wirklich reichhaltig und umfassend zu sein. In seiner Eröffnungsansprache dankte der Leiter des RFT-Industrieladens, Herr von Kessinger, insbesondere dem Patenbetrieb des Industrieladens, dem VEB Rafena-Werke, und der VVB Bauelemente und Vakuumtechnik, die die ihr unterstellten Betriebe angewiesen hat, den Industrieladen bzw. das Spezialgeschäft für Ersatzteile und Bauelemente unmittelbar zu versorgen, d. h. ohne Zwischenschaltung des Produktionsmittelgroßhandels, früher DHZ genannt. Auf diese Weise ist es der Leitung des Industrieladens ermöglicht worden, mit den bauelementeherstellenden Betrieben direkt Verträge abzuschließen, bei deren Einhaltung die Versorgung der Läden mit den vom Bastler, Amateur, Selbstreparateur usw. gewünschten Bauelementen gesichert sein sollte.
Auf Anfrage wurde uns bestätigt, daß das Spezialgeschäft im Rahmen seiner Möglichkeiten gern bereit ist, auch das Versandgeschäft zu betreiben. Röhren sind wegen des Transportrisikos allerdings vom Postversand ausgeschlossen.
Unser Bild zeigt einen Gesamteindruck des neuen Ladens.



radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

10. JAHRGANG · 1. MAIHEFT 9 1961

Transistorgrenzfrequenzen

Ing. ERNST BOTTKE

Bei Vakuumröhren hat der Begriff der „Grenzfrequenz" für den Praktiker stets eine verhältnismäßig untergeordnete Rolle gespielt, da sich die Weiterentwicklung der Hoch- bzw. Höchstfrequenztechnik und der Röhre in gegenseitiger Wechselwirkung vollzogen hat.

Mit den 1925 greifbaren Röhren konnte seinerzeit Prof. Esau bereits Frequenzen von 100 MHz erzeugen und über 40 km Entfernung telegrafieren [1]. Die „alte" HF-Pentode AF 7 hatte bei einem Gitterkatodenabstand von 0,4 mm eine „Schwinggrenzfrequenz" von fast 300 MHz [2] und die 1935/36 entwickelten Röhren mit 0,1-mm-Gitterkatodenabstand, wie die RCA 954 oder Philips 4672, kamen auf eine maximale Oszillationsfrequenz von 600 MHz, die heute mit den „besten" Transistoren, den Mesa-Transistoren, zu erreichen ist.

Prinzipielle physikalische Vorgänge

Um einen qualitativen Überblick über die unterschiedlichen, bei Röhren und Transistoren vorliegenden physikalischen Vorgänge, die deren Verhalten bei höheren Frequenzen beeinflussen, zu erhalten, wollen wir sie in vereinfachter Form gegenüberstellen!

Nach Verlassen der Raumladungswolke bewegen sich in einer Vakuumröhre die Elektronen in einer nahezu ungestörten, beschleunigten Bewegung zur Anode. Die mittlere, freie Weglänge der im Röhrenkolben verbliebenen Gasmoleküle ist größer als die Elektrodenabstände, so daß die Wahrscheinlichkeit des Zusammenstoßes mit den Restmolekülen sehr gering ist. Die Elektronengeschwindigkeit ist der Wurzel aus der zurückgelegten Potentialdifferenz proportional. Der Gitterkatodenraum wird deshalb mit verhältnismäßig geringer Geschwindigkeit durchlaufen. Bei höheren Frequenzen bleibt die Elektronenbewegung gegenüber dem elektrischen Feld in diesem Raum zurück. Die Elektronen influenzieren im Verlauf der Weiterbewegung dem Gitter-Katodenkondensator eine phasenverschobene Spannungskomponente und entziehen der Steuerstromquelle Leistung. Das ist gleichbedeutend mit einer Herabsetzung des Eingangswirkwiderstandes. Zusätzliche ohmsche Komponenten entstehen durch kapazitive und induktive Einflüsse, insbesondere durch die Induktivität der Katodenzuführung. Das ist prinzipiell bei Transistoren in ähnlicher Form ebenso.

Ganz anders verläuft jedoch beim Transistor die Bewegung der Ladungsträger, der Elektronenmangelstellen beim pnp-Transistor oder der Elektronen beim npn-Transistor. Sie treten am Emitter in den Basisraum ein und breiten sich in diesem allein durch Diffusion, die eine Folge der Wärmebewegung und der unterschiedlichen Ladungsträgerkonzentration ist, aus. Sie stoßen fortwährend mit Atomrümpfen des Kristallgitters zusammen, so daß ihre Bahn unregelmäßig nach Art der Brownschen Molekularbewegung verläuft (Bild 1). Die Laufzeiten der einzelnen Ladungsträger sind deshalb sehr unterschiedlich. Sie gruppieren sich nach einem Wahrscheinlichkeitsgesetz um die mittlere Laufzeit [3]:

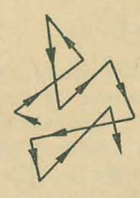


Bild 1: Weg eines Ladungsträgers im Basisraum

$$t_m = \frac{d^2}{D_p}.$$

Darin bedeuten: D_p die Diffusionskonstante in cm^2/sec und d die Basisdicke.

Die Verstärkerwirkung des Transistors beginnt abzufallen, wenn die Periodendauer der steuernden Schwingung in die Größenordnung der Laufzeit und der Streuung der Laufzeit kommt [4]. Die Grenzfrequenz des Transistors in Basisschaltung f_α ist der mittleren Laufzeit t_m umgekehrt proportional. Wir sehen, daß es zur Erreichung einer hohen Grenzfrequenz vor allem darauf ankommt, die Basisdicke d, die mit dem Quadrat eingeht, klein zu halten. Dabei über ein gewisses Maß hinauszugehen, ist schwierig. So stellt der HF-Legierungstransistor (OC 871, OC 872) in dieser Hinsicht die Grenze des technisch Möglichen dar. Höhere Grenzfrequenzen erreicht man, indem man nach Krömer [5] die Störstellenkonzentration vom Emitter zum Kollektor hin möglichst exponentiell abfallen läßt. Aus hier nicht näher zu erläuternden Gründen ist das gleichbedeutend mit einer beschleunigenden, elektrischen Kraft auf die Ladungsträger, die die Laufzeit t_m auf ein Viertel bis ein Achtel herabsetzt. Die Grenzfrequenz von α steigt dementsprechend an. Nach Art der Ladungsträgerausbreitung nennt man diese Transistorart den Drifttransistor. Zu ihr gehören der Diffusions-Legierungstransistor und der Mesa-Transistor, die heute im Mittelpunkt der technischen Weiterentwicklung stehen.

Grenzfrequenz f_α

Die Stromverstärkung in Basisschaltung α selbst ergibt sich aus der Differenz zwischen der Zahl der am Emitter in den Basisraum eintretenden Ladungsträger und der in ihm durch Rekombination verlorengehenden Anzahl. Stellt man die Stromverstärkung als Vektor dar, so erhält man eine Ortskurve, die etwa wie im Bild 2 dargestellt verläuft. Der Phasenwinkel wird durch die Laufzeit der Ladungsträger bestimmt, während die Streuung der Laufzeit eine Schrumpfung des Vektors bewirkt. Hinzu kommen dann noch parasitäre Einflüsse vorwiegend kapazitiver Art. Als Grenzfrequenz in Basisschaltung f_α wird

die Frequenz bezeichnet, bei der der Betrag der Stromverstärkung auf das 0,7fache des bei niedrigen Frequenzen gemessenen Wertes abgefallen ist. Aus dem im Bild 3 in doppelt logarithmischen Maßstab dargestellten Verlauf des Stromverstärkungsfaktors in Abhängigkeit von der Frequenz ist ersichtlich, daß sich oberhalb einer Frequenz, die doppelt so groß ist wie die Grenzfrequenz, ein Abfall

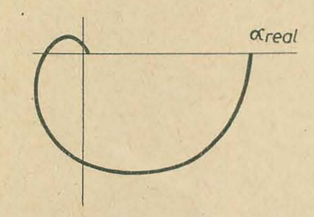


Bild 2: Ortskurve der Stromverstärkung

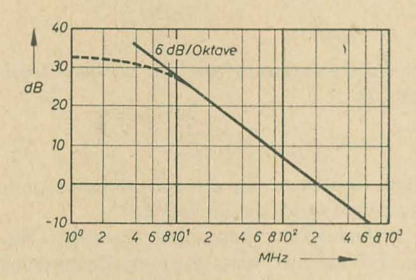


Bild 3: Abfall der Stromverstärkung mit steigender Frequenz

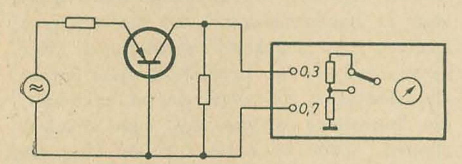


Bild 4: Prinzipielle Anordnung zur Messung der Grenzfrequenz f_α

von 6 dB pro Oktave ergibt. Unterhalb der Grenzfrequenz verläuft die Kurve alsbald parallel zur Abzisse. Daraus ist der auch rechnerisch leicht zu bestätigende Schluß zu ziehen, daß man nicht unbedingt als Bezugsfrequenz 1 kHz wählen muß. Es genügt, wenn die Bezugsfrequenz 7 ··· 10 mal kleiner ist als die erwartete niedrigste Grenzfrequenz. Das erleichtert dem Meßtechniker die Entwicklung der für die Messung nötigen Breitbandröhrenvoltmeter, von denen im übrigen, wenn man im Meßsender oder im Röhrenvoltmeter einen Spannungsteiler 1 : 0,7 vorsieht, nur eine gewisse Kurzzeitkonstanz zu fordern ist (Bild 4).

Zusammenfassend stellen wir fest, daß die Grenzfrequenz f_α eine physikalische und damit in gewisser Weise eine universelle Bedeutung hat. Deshalb wird sie vielfach in Datenblättern zur Charakterisierung des Transistors benutzt. Für den Schaltungstechniker ist der Zahlenwert der Grenzfrequenz nur von mittelbarer Bedeutung.

Grenzfrequenz f_β

In besserem Zusammenhang mit der Praxis steht die Grenzfrequenz der Stromverstärkung in Emitterschaltung f_β. Das ist die Frequenz, bei der die Stromverstärkung in Emitterschaltung gegenüber dem Wert bei niedrigen Frequenzen auf das 0,7fache oder um 3 dB abgesunken ist. f_β liegt bei den zur Zeit gebräuchlichen NF-Transistoren zwischen 10 und 25 kHz. Sie wird von einzelnen Firmen in den Transistorprospekten angegeben und steht mit der Frequenz f_α in der Beziehung [4, 6]:

$$f_\beta \approx \frac{f_\alpha}{\beta}.$$

Bezüglich des prinzipiellen Verlaufs und der Messung gilt das soeben für f_α Gesagte.

Steilheitsgrenzfrequenz f_S (Emitterschaltung)

Mit der Steilheitsgrenzfrequenz, bei der analog zu den bisher aufgeführten Definitionen die Steilheit in Emitterschaltung

$$|S| = \frac{|i_c|}{|U_{be}|}$$

um 3 dB abgefallen ist, operiert man verhältnismäßig selten. Wir finden sie in Datenblättern von NF-Leistungstransistoren mit Verlustleistungen über 1 W, weil diese Transistoren zur Erreichung einer hinreichend hohen Grenzfrequenz von etwa 20 kHz notgedrungen eine Steuerstromquelle kleinen Innenwiderstandes benötigen. Die Steilheitsgrenzfrequenz f_S und ihr Zusammenhang mit f_β ergibt sich aus dem Ersatzschaltbild nach Giacoletto [7] (Bild 5).

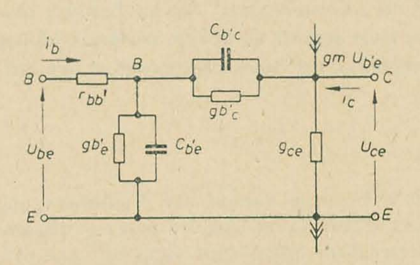


Bild 5: Ersatzschaltbild für einen Transistor in Emitterschaltung nach Giacoletto

Dieses für HF-Legierungstransistoren vielfach verwendete Ersatzschaltbild arbeitet auf der Kollektorseite mit der Einströmung $g_m \cdot U_{b'e} \cdot g_m$ ist die „innere" Steilheit und $U_{b'e}$ die Spannung zwischen dem „inneren" Basispunkt B' und dem Emitter. Die Frequenzabhängigkeit der nach außen in Erscheinung tretenden Steilheit S ergibt sich im wesentlichen durch die Spannungsteilung zwischen $r_{bb'}$, dem „inneren" Basiswiderstand, und der Diffusionskapazität $C_{b'e}$. Bei der Messung der Steilheitsgrenzfrequenz benötigt man einen außerordentlich niederohmigen Generator ($R_i \approx 1 \cdots 5\ \Omega$).

Grenzfrequenz $f_{\beta=1}$

Unter der Grenzfrequenz $f_{\beta=1}$ versteht man die Frequenz, bei der die Stromverstärkung β auf den Betrag 1 abgesunken ist. Es läßt sich zeigen, daß dies nahezu gleichbedeutend ist mit einem Abfall des Realteils der Stromverstärkung α auf die Hälfte [8]. $f_{\beta=1}$ ist auch fast identisch mit der Frequenz f_T, die bei der Untersuchung des Impulsverhaltens von Transistoren eine Rolle spielt [9]. Mit der Grenzfrequenz f_α besteht bei Legierungstransistoren folgender Zusammenhang [8]:

$$f_\alpha \approx 1{,}22 \cdot f_{\beta=1}.$$

Für Transistoren mit Driftfeld in der Basiszone gilt diese Berechnung nicht. $f_{\beta=1}$ selbst ist [9]:

$$f_{\beta=1} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m}{C_{b'e}}.$$

Die $f_{\beta=1}$-Frequenz finden wir in neuerer Zeit vielfach in den Datenblättern von Transistoren höchster Grenzfrequenz. Sie hat offenbar eine ähnliche universelle Bedeutung wie die α-Grenzfrequenz. Praktisch bedeutungsvoll ist, daß $f_{\beta=1}$ verhältnismäßig einfach zu messen ist. Bild 6 zeigt eine der möglichen Schaltungen. Die Frequenz des Generators wird in Etappen so lange erhöht, bis das Röhrenvoltmeter RVM in beiden Schalterstellungen den gleichen Ausschlag zeigt. Einfacher und von parasitären Schaltungseinflüssen unabhängiger ist die Meßschaltung nach Bild 7 [10]. Bedingt durch das Verhältnis der strombestimmenden Vorwiderstände von 10 kΩ und 100 kΩ wird hier bei Gleichheit des Röhrenvoltmeterausschlages in beiden Schalterstellungen die Frequenz f_m gemessen, bei der die Stromverstärkung β auf 10 abgesunken ist. Da β ebenso wie α nach Überschreiten einer bestimmten Frequenz mit 6 dB pro Oktave oder um den Faktor 2 absinkt (Bild 3), kann man für die Schaltung nach Bild 7 schreiben:

$$f_{\beta=1} = 10 \cdot f_m.$$

Schwinggrenzfrequenz $f_{osz\,max}$

Die absolute Grenze der Verstärkungsmöglichkeit wird von der Schwinggrenzfrequenz angegeben. Bei dieser Frequenz ist die Leistungsverstärkung auf 1 abgefallen und die Erregung eines Schwingkreises ist bei optimaler Anpassung gerade noch möglich. Mit der Grenzfrequenz f_α steht die Schwinggrenzfrequenz in folgender Beziehung [11]:

$$f_{osz\,max} = \frac{1}{4\pi}\left(\frac{2\pi \cdot f_\alpha}{r_{bb} \cdot C_{cb}}\right)^{\frac{1}{2}}.$$

Die Schwinggrenzfrequenz liegt je nach Größe der Rückwirkungszeitkonstante $\tau_{rü} = r_{bb} \cdot C_{cb}$ zwischen f_α und $2 \cdots 3\,f_\alpha$. Sie ist meßtechnisch verhältnismäßig unbequem zu ermitteln, so daß es sich bei den Firmenangaben wohl um Typenwerte handelt, die durch Stichprobenmessungen ermittelt und durch Messungen in einer Standardschaltung kontrolliert werden.

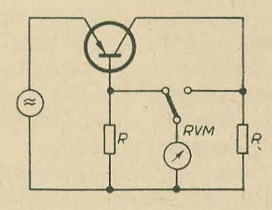


Bild 6: Schaltung zur Messung der Grenzfrequenz $f_{\beta=1}$

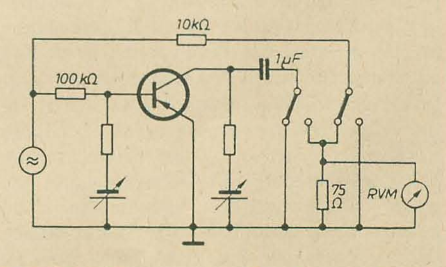


Bild 7: Bestimmung der Grenzfrequenz $f_{\beta=1}$ durch Extrapolation

Zusammenfassung

Nach einem kurzen Überblick über die prinzipiellen, physikalischen Vorgänge werden die Grenzfrequenzen verschiedener Transistorparameter, die heute gebräuchlich sind, begrifflich erläutert und — soweit dies auf einfache Weise möglich ist — in gegenseitigen Zusammenhang gebracht. Zusammengefaßt gilt:

$$f_{osz\,max} \geqq f_{\alpha} > f_{\beta=1} > f_S > f_{\beta}.$$

Die Übersicht schien notwendig, um weiteste Kreise in die Lage zu setzen, die oft unterschiedlichen Angaben in den Transistorprospekten der verschiedenen Firmen zu verstehen und zu beurteilen. Das ausführliche Literaturverzeichnis ist für den speziell an diesen Dingen Interessierten gedacht.

Literatur

[1] E. Müller-Fischer: Zeittafel zur Geschichte des Funkwesens; Sonderdruck Telefunken 1956

[2] Die Telefunkenröhre 1936: Beilage zu Heft 7 und Philips Techn. Rundschau 6 (1936) S. 173

[3] Shockley: Electrons and Holes in Semiconductors 1950; Nostrand, New York

[4] Strutt: Transistoren; S. Hirzel, 1954, Zürich

[5] Krömer: Der Drifttransistor; Naturwissenschaften 1953

[6] u. a. Studemund: im Band VI Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker 1960, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik

[7] Giacoletto: Equipments for Measuring Junction Transistors Admittance Parameters ...; RCA-Review 14 (1953) S. 269 ··· 296

[8] Cripps: Transistor High — Frequency Parameter f_1; Electronic and Radio Engineer, Sept. 1959

[9] Thornton u. Angell: Technology of Micro-Alloy Diffused Transistors; Proceedings I.R.E. Juni 1958

[10] W. v. Münch: Die Meßtechnik des Transistors; Der Fernmeldeingenieur 7 (1960)

[11] Solid State Physics in Electronics and Telecomunications; Bd. 2. 1960 Academic Press London, New York

Fachtagung HALBLEITERBAUELEMENTE IN DER IMPULSTECHNIK

Am 17. und 18. Januar 1961 führte die Kammer der Technik, Fachverband Elektrotechnik Bezirk Dresden, in Zusammenarbeit mit dem Fachausschuß Bauelemente der Nachrichtentechnik eine Fachtagung mit dem Thema „Halbleiterbauelemente in der Impulstechnik" durch, die erstmalig in Dresden stattfand. Dresden bot alle Voraussetzungen für das gute Gelingen dieser Tagung, die fünfte, die vom Fachausschuß durchgeführt wurde.

Die erste Tagung im Oktober 1957 war dem Stabilisierungsproblem in der Transistortechnik und dem Temperaturverhalten von Halbleiterbauelementen gewidmet. Auf der zweiten Tagung im August 1958 standen die Rauschprobleme bei Bauelementen zur Diskussion, während die dritte Tagung im November 1959 das Frequenzverhalten von Dioden und Transistoren zum Thema hatte. Im November vorigen Jahres fand die vierte Transistortagung unter dem Titel „Halbleiterbauelemente, Standardisierung, Qualitätsverbesserung und Forderungen" statt. Da sich ein immer größerer Teilnehmerkreis einfand, wurde schon zwei Monate später die Tagung, von der hier berichtet werden soll, in Dresden durchgeführt. Das Interesse war sehr groß, und die Anzahl der Tagungsteilnehmer war diesmal auf rund 450 angewachsen. Die Tagung, die im Hörsaal im Zeunerbau der Technischen Hochschule Dresden stattfand, wurde von Herrn Professor Dr. habil. G. Mierdel als Gastgeber im Namen der Hochschule eröffnet. In seinen Händen lag auch die Leitung der Diskussion, wobei er zeitweilig am zweiten Tag von dem als Gast anwesenden Professor Dr.-Ing. habil. J. Dosse von der Technischen Hochschule Stuttgart vertreten wurde, der sich selbst mit einer Reihe interessanter Bemerkungen an der Diskussion beteiligte. Die Diskussion zeigte, wie groß das Interesse an diesen Problemen in Fachkreisen ist. Ein Beweis mehr dafür, daß die Arbeit der Kammer der Technik auf diesem Fachgebiet sehr notwendig ist und von allen Teilnehmern begrüßt wurde. Von zahlreichen Tagungsteilnehmern wurde der Wunsch geäußert, die Vorträge gedruckt zu erhalten. Es ist uns deshalb eine besondere Freude, den Lesern von radio und fernsehen mitteilen zu können, daß alle Vorträge dieser Tagung, deren kurze Inhaltsangaben nachfolgend abgedruckt sind, im Heft 4 (1961) der Nachrichtentechnik im vollen Wortlaut erschienen sind.

Es soll hier nur kurz auf die einzelnen Vorträge eingegangen werden.

Prof. Dr.-Ing. K. Lunze sprach über „das Impulsverhalten des Transistors". Er führte unter anderem aus, daß die Güte eines Schalters von den Widerständen im „Aus"- und „Ein"-Zustand und vom Übergangsverhalten abhängt. In erster Linie ist das Bauelement selbst dafür maßgebend. In der Schaltung müssen deshalb die günstigen Eigenschaften des Bauelementes hervorgehoben werden. Aus diesem Grunde wurde die Beeinflussung der Schaltergüte durch die Dimensionierung der Schaltung sowohl in statischer wie in dynamischer Hinsicht diskutiert, wobei in letzterem nur das Verhalten im aktiven Gebiet mit Hilfe des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes behandelt wurde. Die theoretischen Ergebnisse wurden mit Messungen verglichen.

Dr.-Ing. E. Köhler hielt einen Vortrag über „das Schaltverhalten ebener pn-Verbindungen". Nach einem einleitenden Überblick über den Kenntnisstand des Großsignalverhaltens, insbesondere des Schaltverhaltens ebener pn-Verbindungen, wurde über Berechnungen und Experimente berichtet, die auf eine gut meßbare Kenngröße, die sogenannte Schaltzeitkonstante, führen. Diese Schaltzeitkonstante ist von der Lebensdauer der Minoritätsträger und der Länge des Diffusionsraumes, in dem der die Trägheit verursachende Diffusionsprozeß abläuft, abhängig. Der Einfluß eines nichtidealen ohmschen Kontaktes am Diffusionsraum wird kurz diskutiert.

Dipl.-Ing. R. Paul sprach über „das dynamische Verhalten von Flächentransistoren bei Impulssteuerung". Auf dem Diffusionsvorgang im Basisraum aufbauend hat der Referent das Zeitverhalten aller Ströme und der Eingangsspannung eines ausgangsseitig kurzgeschlossenen pnp-Flächentransistors bei Strom- und Spannungsimpulssteuerung untersucht und aus dem zeitlichen Aufbau der Ladung erklärt.

Dipl.-Ing. G. Laskowski hielt einen Vortrag über die „Vor- und Nachteile der verschiedenen Schalttechniken in der Impulstechnik". Dabei wurden Betrachtungen über Geschwindigkeit, Aufwand sowie Wirtschaftlichkeit der verschiedenen Verfahren angestellt. Im einzelnen wurden die widerstandsgekoppelte Technik, die direktgekoppelte Transistortechnik, die Diodentechnik, die Widerstand-Kondensator-Transistortechnik sowie die Stromschalttechnik behandelt.

Dipl.-Ing. S. Kühnert berichtete über „schnelle Zähldekaden mit Transistoren", indem Richtlinien für den Aufbau schneller transistorisierter Zähldekaden gegeben sowie die optimale Auswahl der Rückführung dargelegt wurde. Außerdem wurden noch Möglichkeiten für die Nullstellung und die Anzeige erläutert.

In dem Vortrag „Anzeigeverfahren bei Transistorzählschaltungen" von Dipl.-Ing. G. Will wurden die Schwierigkeiten bei der Anzeige der in einer Transistor-Flip-Flop-Dekade gespeicherten Information erläutert. Des weiteren wurde eine Übersicht über die z. Z. bekannten Anzeigeelemente und -verfahren gegeben. Anhand einiger Anzeigeelemente wurde

Fortsetzung auf Seite 270

RADARECHOS UND DEREN NACHBILDUNG Teil 1

HORST SCHLESIER

Mitteilung aus dem Institut für Geräte im Forschungszentrum der Luftfahrtindustrie

Der folgende Beitrag befaßt sich mit den Unterscheidungsmerkmalen der Echos von stillstehenden und sich bewegenden Objekten in der Radartechnik. Dabei werden besonders jene Eigenschaften behandelt, die eine Ausnutzung für die Standzeichenunterdrückung ermöglichen. Darauf aufbauend werden verschiedene Arten von Radarsimulatoren beschrieben und schließlich die Einrichtung einer Impulszentrale behandelt, die besonders geeignet ist, die Grenzen eines standzeichenunterdrückenden Radargerätes (MTI) zu ermitteln. Zum Verständnis der Funktion der Simulatoren wird kurz der Aufbau eines MTI-Gerätes beschrieben.

Die wichtigsten Eigenschaften von Radarechos

Von einem Radargerät wird bekanntlich ein Wellenzug großer Leistung abgestrahlt, der sich gradlinig ausbreitet. Die Ausbreitungsrichtung sei x.

$$F(x,t) = g(x) \cdot F(t) \cdot e^{j\Omega\left(t - \frac{x}{c}\right)} \qquad (1)$$

Darin ist F (t) die Pulszeitfunktion, c die Lichtgeschwindigkeit und Ω die Kreisfrequenz des Magnetrons. g (x) berücksichtigt Streckendämpfung und Quadratgesetz der Abnahme der Leistungsdichte. Da F (t) beim Impulsverfahren eine zeitlich begrenzte Funktion ist, so stellt (1) einen zeitlich und räumlich begrenzten Wellenzug dar. Trifft dieser Wellenzug oder ein Teil dessen auf ein Hindernis, das eine Sprungstelle der Dielektrizitätskonstanten oder des Leitwertes oder der magnetischen Permeabilität darstellt, so wird auf Grund der daraus resultierenden Randbedingungen ein Teil der Welle mit einer bestimmten Phasenlage reflektiert. Um die weiteren Rechnungen nicht unnötig zu komplizieren, soll angenommen werden, die Welle werde vollständig und mit einem Phasenwinkel 0 reflektiert. Zum anderen sei vorerst angenommen, daß die reflektierende Fläche genau senkrecht zur Ausbreitungsrichtung stehe.

Wenn der Abstand Sender — Ziel d ist, dann wird aus (1):

$$F(d,t) = g(2d) \cdot F(t) \cdot e^{j\left(\Omega t - \frac{2 \cdot \pi \cdot 2d}{\lambda}\right)} \qquad (2)$$

Aus (2) sind ohne Schwierigkeiten zwei bekannte Tatsachen abzulesen:

a) Die Echoamplitude ist mit g (2d) kleiner geworden. Die Untersuchung dieser Abhängigkeit führt auf die bekannte Radargleichung:

$$P_{empf} = \frac{P_{sende} \cdot \sigma \cdot A^2}{4 \cdot \pi \cdot d^4 \cdot \lambda^2} \qquad (3)$$

b) Der Winkel $\frac{2\pi\, 2d}{\lambda} = \Omega \frac{2d}{c} = \Omega\, \Delta t$ bringt zum Ausdruck, daß das Echo um die Zeit

$$\Delta t = \frac{2d}{c} \qquad (4)$$

gegen den Sendeimpuls verzögert ist. Der Zusammenhang ist linear.

Echoeigenschaften eines sich bewegenden Zieles

Der Phasenwinkel $\Omega \frac{2d}{c}$ stellt auch ein Maß für die Entfernung dar. Er zeigt, daß durch Auszählung der Wellenlängen (Perioden) zwischen Sende- und Empfangsimpuls eine Entfernungsbestimmung möglich ist. Apparaturen dieser Art sind noch nicht bekannt, da es bisher noch nicht gelungen ist, die hohen Frequenzen zu zählen. Es bietet sich aber ein Verfahren an, die Entfernung eines Einzelzieles sehr genau zu messen und digital anzuzeigen, da es möglich ist, noch Frequenzen von 10 MHz zu zählen. Man kann damit also Meßgenauigkeiten von 15 m erreichen. Die Entfernungsauswertung erfolgt aber in der Regel durch Darstellung der Echos über einen linearen Zeitmaßstab. Ausgenutzt wird dieser Winkel aber zur Bestimmung von Lageänderungen, also Geschwindigkeiten des Zieles. Näherungsweise kann gelten:

$$\Phi = \Omega t - \frac{2\pi}{\lambda}\, 2\,(d_0 \pm v t) \qquad (5)$$

mit v als Radialgeschwindigkeit.

Die daraus resultierende Frequenz ist damit:

$$\Omega' = \frac{\partial \Phi}{\partial t} = \Omega\left(1 \pm \frac{2v}{c}\right). \qquad (6)$$

Eigentlich wird am Zielort nicht die Frequenz Ω, sondern

$$\Omega'' = \Omega\left(1 \pm \frac{v}{c}\right)$$

reflektiert. Am Ort des Radargerätes wird damit die Empfangsfrequenz

$$\Omega' = \Omega'' \frac{1}{1 \mp \frac{v}{c}} = \Omega \frac{1 \pm \frac{v}{c}}{1 \mp \frac{v}{c}}$$

$$\Omega' \approx \Omega\left(1 + \frac{2v}{c} + \frac{v^2}{c^2}\right)$$

gemessen.

Fortsetzung von Seite 269

das Zusammenspiel zwischen Dekade, Transformationsschaltung und Anzeigeelement dargestellt. Die bei der Dimensionierung einer Anzeigeschaltung zu beachtenden Gesichtspunkte wurden hervorgehoben und abschließend eine Einschätzung des derzeitigen Standes der Anzeigemethoden bei Transistorzähldekaden gegeben.

Dipl.-Ing. R. Möhring definierte in seinem Vortrag „Dimensionierung des transistorisierten Schmitt-Triggers" fünf Zustände für den transistorisierten Schmitt-Trigger und stellte dafür fünf lineare Gleichungen auf. Obwohl die Spannungsabfälle über den Basis-Emitterstrecken und die Stromverstärkungsfaktoren durch konstante Größen angenähert wurden, zeigte sich eine für viele Zwecke brauchbare Übereinstimmung zwischen errechneter und gemessener Kennlinie des Schmitt-Trigger-Eingangs.

Dipl.-Ing. D. Kreß berichtete „Über die Flankensteilheit der Schwingungen eines astabilen Transistormultivibrators". Bei einer astabilen Multivibratorschaltung mit Transistoren, vor deren Basis zur Flankenversteilerung ohmsche Widerstände geschaltet wurden, wurde die Anstiegszeit näherungsweise berechnet und der Einfluß der Sättigung untersucht.

Dipl.-Math. G. Bottke leitete in seinem Referat „Über die Dimensionierung von Transistornegatoren" Formeln ab, die es gestatten, Transistornegatoren unter Berücksichtigung der Toleranzen aller Bauelemente und der Betriebsspannungen zu dimensionieren. Man kann damit, von einer beliebigen Widerstandsreihe ausgehend, alle optimalen Negatoren finden. Diese sind beliebig zu Schaltverstärkern und Flip-Flop-Stufen zusammenschaltbar.

Wir hoffen, damit einen kleinen Überblick über das vielseitige Programm dieser Tagung gegeben zu haben.

Gisela Rehahn

Die Näherung besteht also in der Vernachlässigung von $\frac{v^2}{c^2}$ gegen $1 + \frac{2v}{c}$.

Damit gibt es nunmehr drei Möglichkeiten, die Bewegung eines Zieles festzustellen.

a) Alle in F (x, t) enthaltenen Frequenzen kommen mit einer um den Faktor $1 + \frac{2v}{c}$ veränderten Frequenz in den Empfänger. Diese Frequenzdifferenz kann u. U. zur Messung der Geschwindigkeit v herangezogen werden, wenn es gelingt, während der sehr kurzen Impulszeit diese Unterschiede noch zu messen. Bild 1 gibt für verschiedene Sendewellenlängen in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit v die Frequenzdifferenzen an. Die Messung selbst ist nur durch Anwendung komplizierter Schaltungen möglich und bringt verschiedene Nachteile mit sich.

b) Wenn die Empfangsfrequenzen von den Sendefrequenzen abweichen, so muß die relative Phase zwischen Senderschwingung und Empfangsschwingung sich von Impuls zu Impuls ändern. Ein Vergleich dieser Phasen in einer geeigneten Phasenbrücke muß also eine Amplitudenmodulation mit der Dopplerfrequenz und deren Harmonischen hervorrufen. Dieses System wird tatsächlich in den bekannten MTI-Geräten ausschließlich angewendet.

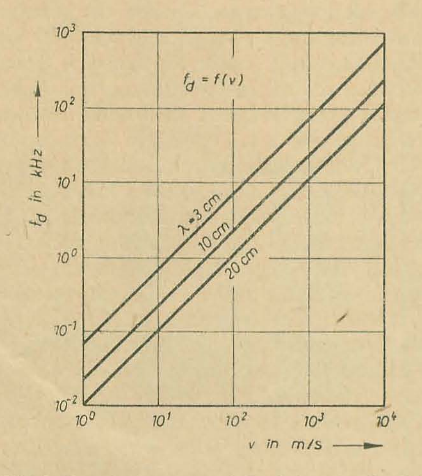


Bild 1: Dopplerfrequenz als Funktion der Radialgeschwindigkeit

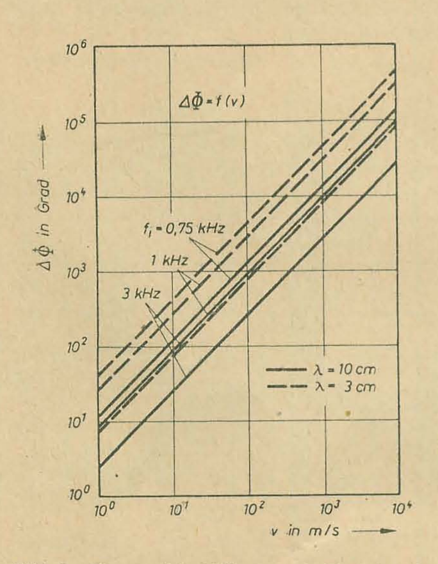


Bild 2: Phasenwinkeldifferenz als Funktion der Radialgeschwindigkeit

Bild 2 zeigt den Phasenwinkel als Funktion der Geschwindigkeit für verschiedene Pulsfolgefrequenzen.

Dieser Phasenwinkel errechnet sich aus (5) zu

$$\Delta\Phi = \frac{\Omega}{f_i}\left(1 \pm \frac{2v}{c}\right) - \frac{\Omega}{f_i}. \qquad (7)$$

Er steigt also linear mit v an. Wenn $\Delta\Phi$ ein ganzzahliges Vielfaches von π wird, dann treten von Impuls zu Impuls keine Phasenunterschiede auf, das Ziel bewegt sich dann mit der radialen Blindgeschwindigkeit:

$$v_{bl.} = n \cdot c\,\frac{\omega_i}{2\Omega}; \qquad n = 1, 2, 3. \qquad (8)$$

Setzt man (8) in (6) ein, dann ergibt sich:

$$\omega_d = \Omega - \Omega' = n \cdot \omega_i. \qquad (9)$$

Die Frequenzdifferenz ist gleich der Pulsfolgefrequenz. Auf diese Vorgänge wird noch etwas ausführlicher eingegangen.

c) Wenn es sich um ein einzelnes Ziel handelt, welches vom Radargerät aufgefaßt wird, dann läßt sich die Zielgeschwindigkeit auch aus der Pulsfolgefrequenz ermitteln. Gleichung (1) läßt sich nach Fourier in ein Frequenzspektrum zerlegen:

$$F(x, t) = g(x) \cdot \Re\left\{\sum_{n=0}^{\infty} A_n \cdot e^{j\left[(\Omega \pm n\omega_i)t - (\Omega \pm n\omega_i)\frac{x}{c}\right]}\right\}. \qquad (10)$$

Dabei sind A_n die aus F (t) errechenbaren Fourierkoeffizienten. Auf jede dieser Seitenfrequenzen läßt sich die obige Ableitung anwenden und man erhält mit der Substitution

$$y = 1 \pm \frac{2v}{c}:$$

$$F(d, t) = g(2d) \cdot \Re\left\{\sum_{n=0}^{\infty} A_n \cdot e^{j\left[(\Omega y \pm n\omega_i y)t - (\Omega y \pm n\omega_i y)\frac{2d}{c}\right]}\right\}. \qquad (11)$$

Diese Gleichung stellt eine Folge trägerfrequenter Impulse mit der Trägerfrequenz $y\Omega$ und der Pulsfolgefrequenz $y\omega_i$ dar. Durch Messung des Abstandes Sende — Empfangsimpuls und Differentiation des Ergebnisses nach der Zeit entsteht ein Signal, das der Geschwindigkeit proportional ist.

Während dieses dritte Verfahren verschiedentlich für die Messung der Geschwindigkeit eines einzelnen Objektes angewendet wird, scheidet es für die Standzeichenunterdrückung aus, da es sich dabei meist um die Anzeige vieler Ziele handelt und nicht die Größe der Geschwindigkeit interessiert, sondern nur die Entscheidung: stillstehend — sich bewegend.

Die Echoeigenschaften eines feststehenden Zieles

Solange die örtlichen Abmessungen eines Zieles sich nicht ändern, z. B. bei Gebäuden, Schornsteinen usw. ist d von der Zeit unabhängig. Damit werden Dopplerfrequenz und Phasenwinkeldifferenz Null. In Gleichung (2) müßte nun aber noch ein Koeffizient stehen, der das Reflexionsverhalten charakterisiert. Beispielsweise kann der Wellenzug auf eine schräge Fläche auftreffen (Bild 3).

Der von links in x-Richtung einfallende Strahl läßt sich in Scheiben mit der Dicke dz zerlegen. Da $x = k \cdot z$ ist gilt:

$$dz = \frac{1}{k}\,dx.$$

Ohne Berücksichtigung des Phasenwinkels der Reflexion wird damit aus (10) nach der Reflexion an der Ebene E in der yz-Ebene:

$$f_{ges} = \frac{1}{Z_0}\,g(x)\,k \cdot P \cdot \Re\left\{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_0^{2x_0} A_n\, e^{j\left[(\Omega \pm n\omega_i)t - (\Omega + n\omega_i)\frac{x}{c}\right]} dx\right\}.$$

Die Lösung dieses Integrals ergibt sich nach einfacher Substitution zu

$$f_{ges} = -\frac{1}{Z_0}\,g(x)\,k \cdot P \cdot \Re\left\{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{c \cdot A_n}{j(\Omega + n\omega_i)} \cdot e^{j\left[(\Omega + n\omega_i)\left(t - \frac{x}{c}\right)\right]}\Bigg|_0^{2x}\right\},$$

$$f_{ges} = \frac{1}{Z_0}\,g(x)\,k \cdot P \cdot \Re\left\{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{jcA_n}{\Omega + n\omega_i} \cdot e^{j(\Omega + n\omega_i)t}\left[1 - e^{-j(\Omega + n\omega_i)\frac{2x_0}{c}}\right]\right\}. \qquad (12)$$

Für die Untersuchung des Phasenwinkels und der Amplitude wird der Realteil bestimmt:

$$f_{ges} = -\frac{1}{Z_0}\,g(x)\,k \cdot P \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{c \cdot A_n}{\Omega + n\omega_i}\left\{\sin(\Omega + n\omega_i)t\left[1 - \cos(\Omega + n\omega_i)\frac{2x_0}{c}\right] + \cos(\Omega + n\omega_i)t \cdot \sin(\Omega + n\omega_i)\frac{2x_0}{c}\right\}. \qquad (13)$$

Aus (13) erhält man leicht die Amplitude zu

$$A = -\frac{1}{Z_0} g(x)\, k \cdot P \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{c \cdot A_n}{\Omega + n\,\omega_i} \cdot \sin(\Omega + n\,\omega_i)\frac{x_0}{c}. \qquad (14)$$

Man erkennt, daß von einer schräg angestellten Fläche in Ausstrahlungsrichtung u. U. keine Reflexion auftritt, nämlich dann, wenn

$$(\Omega + n\,\omega_i)\frac{x_0}{c} = m\pi; \quad m = 0, 1, 2 \ldots$$

oder

$$x_0 = \frac{m\pi c}{\Omega + n\,\omega_i} \approx m\frac{\lambda}{2} \quad (\text{für } \Omega + n\,\omega_i; \approx \Omega)$$

ist. Maßgebend dafür ist nur die radiale Ausdehnung des Zieles. Die Amplitude des Echos läßt sich also für den Fall, daß x_0 klein ist gegen die Ausdehnung des Wellenzuges ohne Berücksichtigung der Flankenverzerrungen in der Form schreiben:

$$A \approx A_0 \cdot \sin 2\pi \frac{x_0}{\lambda}. \qquad (15)$$

Das Echo eines Zieles, dessen radiale Dimension sich mit der Zeit ändert, kann also Amplitudenschwankungen von $0 \cdots A$ aufweisen. Bei einer 3-cm-Welle kann dieser Bereich mit Änderung um 0,75 cm schon überstrichen werden.

Ähnliches gilt für den Phasenwinkel, der sich ebenfalls aus (13) ableiten läßt:

$$\Phi = \arctan \frac{1 - \cos(\Omega + n\,\omega_i)\frac{2\,x_0}{c}}{\sin(\Omega + n\,\omega_i)\frac{2\,x_0}{c}} = \arctan \tan(\Omega + n\,\omega_i)\frac{x_0}{c}$$

$$\Phi = (\Omega + n\,\omega_i)\frac{x_0}{c} \approx 2\pi\frac{x_0}{\lambda}. \qquad (16)$$

Bei einer Änderung von x_0 um λ ändert sich die Phase also um 2π. Da viele Festziele (Bodenechos, Wald, Wolken usw.) keine konstante radiale Ausdehnung besitzen, wird die Festzielunterdrückung mit sinkender Wellenlänge immer schwieriger. Die Größe der durch die Ausdehnungsänderungen vorgetäuschten Dopplerfrequenz ist dann einfach zu ermitteln:

$$\omega_d = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\partial x_0}{\partial t} = \Omega\frac{v_{x_0}}{c}. \qquad (17)$$

Gleichung (17) setzt allerdings voraus, daß sich die Ebene E in der Länge gleichmäßig ändert. Dies stellt in der Praxis einen zwar möglichen aber sehr seltenen Maximalfall dar. Da die meisten Reflektoren sich aus sehr vielen Einzelflächen zusammensetzen, werden die Nullstellen der Amplitude nur äußerst selten auftreten. Der bis zu 2π schwankende Phasenwinkel bleibt aber trotzdem erhalten.

Unterlagen über Größe und Umfang der bei verschiedenen Festzielen auftretenden Schwankungen sind bisher nur sehr lückenhaft bekannt geworden. Amerikanische Messungen an Flugzeugen haben ergeben, daß durch die Vibrationen der Motoren, durch die umlaufenden Propeller und durch den Wind die Phase des Echos einer linearen Wahrscheinlichkeitsverteilung von $0 \cdots 2\pi$ und die der Amplitude einer Rayleighverteilung zu unterliegen scheinen [1].

Über die Schwankungen der Echos von verschiedenen Festzielen liegen nur wenige Meßergebnisse vor [2].

Damit steht fest, daß bei sehr kurzen Wellen die Standzeichenunterdrückung nur noch für die wenigen tatsächlich feststehenden Ziele wirksam ist, da schon geringe Änderungen der Lage oder der Dimension der Ziele zu deren Anzeige führen können.

Störungen, die nicht bei der Reflexion entstehen

Aus der Radargleichung (3) läßt sich leicht die Empfangsleistung errechnen, mit der ein Impuls am Empfängereingang zur Verfügung steht. Wenn nicht gerade das unmittelbare Nahfeld für die Rechnung herangezogen wird, ergeben sich Leistungen von $10^{-10} \cdots 10^{-13}$ W. In derselben Größenordnung liegen auch die Rauschleistungen moderner Radarempfänger, so daß jede Untersuchung der MTI-Empfindlichkeit eines Gerätes nur dann sinnvoll ist, wenn dabei das Rauschen mit berücksichtigt wird. Eine Echonachbildung ohne die Möglichkeit, Rauschen in beliebig einstellbarer, relativer Amplitude überlagern zu können, hat damit nur wenig Sinn.

In vielen Fällen wird das Echo eines sich bewegenden Zieles über dem eines „feststehenden“ erscheinen. Als feststehend gelten in diesem Zusammenhang hauptsächlich die Echos von der Erdoberfläche sog. Clutters[1]). Eine Echonachbildung sollte also auch die Überlagerung des sich bewegenden Echos mit einem feststehenden Echo möglich machen. Die Vorgänge bei dieser Überlagerung sind bei [7] hinreichend behandelt. Schwieriger wird die Nachbildung, wenn die Schwankungen der Clutters berücksichtigt werden sollen. Die Nachbildung der statistisch verteilten Amplituden- und Phasenschwankungen wird aber sehr schwierig, zumal sich die Verteilungsgesetze in weiten Grenzen ändern.

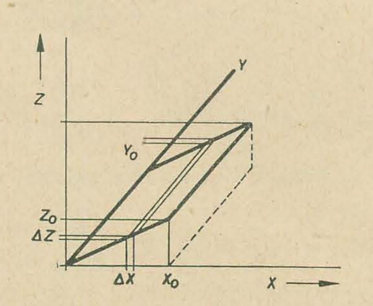


Bild 3: Reflexionsvorgang an einer schrägen Ebene

Das Funktionsprinzip der MTI-Geräte

Über den Aufbau eines MTI-Gerätes und die Forderungen an die einzelnen Baugruppen ist an anderer Stelle schon wiederholt berichtet worden [7]. Es kommen zur Unterscheidung „feststehend — sich bewegend“ nur die im Abschnitt „Echoeigenschaften eines sich bewegenden Zieles“ genannten Verfahren a und b in Betracht. Praktisch ausgeführte Geräte des westlichen Auslandes benutzen ausschließlich das Verfahren b. Das Blockschaltbild eines modernen Gerätes zeigt Bild 4.

Mit diesem Beitrag soll nicht auf die verschiedenen Möglichkeiten der Zusammenschaltung der einzelnen Baugruppen eingegangen werden, da Bild 4 die modernste Form darstellt, die sich als einzige im 10-cm-Betrieb voll bewährt hat.

Die Phase, und damit die Frequenz des Sendeimpulses, wird mit Hilfe des kohärenten Oszillators gespeichert, um eine Vergleichsgröße für den Empfangsimpuls zu besitzen. Für diese Speicherung wären zwar verschiedene Methoden denkbar, da es sich nur um die Aufrechterhaltung eines einmaligen Meßwertes handelt, der kurz vor der Tastung des nächsten Sendeimpulses wieder gelöscht wird. In der Praxis hat sich dafür ein einfacher Sinusoszillator am besten bewährt, der vom Kohoimpuls angestoßen wird, dann weiterschwingt und kurz vor dem folgenden Sendeimpuls elektronisch stillgelegt wird. Um an diesen Koho-Oszillator nicht unnötig hohe Forderungen hinsichtlich der Frequenzkonstanz stellen zu müssen, verlegt man ihn in das ZF-Gebiet und benutzt für die Anregung nicht den Sendeimpuls selbst, sondern den von diesem durch Mischung erhaltenen ZF-Impuls (Kohoimpuls).

Für diese Mischung wird ein cm-Oszillator benötigt, dessen Frequenzabwanderung für eine Pulsfolgefrequenz von 1 kHz 20 kHz/s nicht überschreitet. Dafür wird in der Regel ein

---

[1]) Clutter: Echo von einem Bodenziel, dessen radiale Ausdehnung größer ist, als die Länge des Wellenzuges.

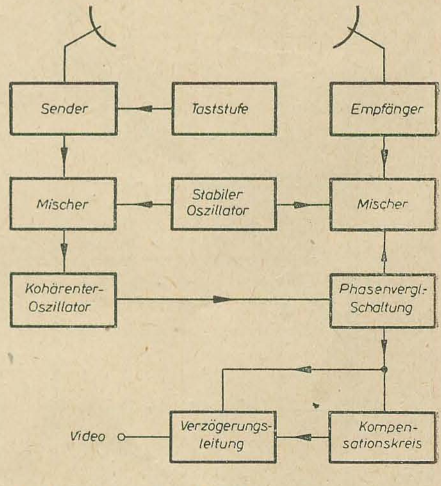


Bild 4: Aufbau einer MTI-Anlage

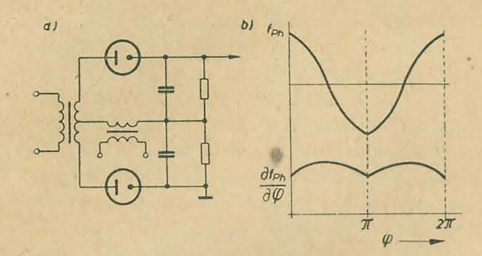


Bild 5: a) Beispiel eines Gegentaktdetektors, b) Verlauf der Ausgangsamplitude des Gegentaktdetektors

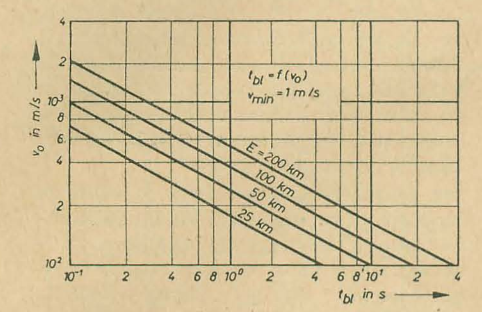


Bild 6: Blindzeit in Abhängigkeit von der Absolutgeschwindigkeit

Klystron verwendet, das mit einer Echobox stabilisiert wird. Dieses Klystron wird mit Gleichstrom geheizt und besonders erschütterungs- und schallsicher aufgebaut. Im 3-cm-Gebiet macht sich u. U. eine automatische Frequenzkonstanthaltung erforderlich, um den ZF-Verstärker nicht unnötig breit dimensionieren zu müssen.
Im Phasendetektor Ph wird das Produkt der beiden Zeitfunktionen gebildet:

$$f_{Ph} = \frac{AB}{2} \cdot \cos \varphi \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cdot e^{j n \omega_1 t}. \quad (18)$$

Dabei stellen A und B die einzelnen Amplituden dar.
Aus (5) folgte

$$\frac{\partial \varphi}{\partial t} = \omega_d.$$

Die Einhüllende der resultierenden Impulsfolge läßt sich damit schreiben:

$$f_{Ph} = k \cdot A \cdot B \cdot \cos \omega_d\, t. \quad (19)$$

Auf Grund des „Sampling-Theorems" läßt sich diese Einhüllende aber nur nachweisen, solange $f_i \geqq 2\, f_e$ ist. Bei $f_i = f_d$ verschwindet die Amplitudenmodulation ganz, die Impulse scheinen gleichstrommoduliert zu sein. Wird $f_i \leqq 2\, f_d$, erscheint die Impulsreihe mit der halben Differenzfrequenz $f_d - n \cdot f_i$ moduliert zu sein, und zwar in der Weise, daß immer die niedrigste mögliche Frequenz (je nach der Größe von n) maßgeblich ist. Die höchste Modulationsfrequenz der Impulse ist demzufolge $f_i/2$.
Da sich an den Phasendetektor der Kompensationskreis anschließt, ist für die Anzeige das Differential dieser Einhüllenden maßgebend.

$$\frac{\partial f_{Ph}}{\partial t} = -k \cdot A \cdot B \cdot \omega_d \cdot \sin \omega_d\, t. \quad (20)$$

Bei diesem Differential strebt man nun aber einen von φ möglichst unabhängigen Wert an, so daß die MTI-Empfindlichkeit nicht sehr schwankt. Dies wird mit einem Gegentaktdetektor annähernd erreicht, dem beide Teilspannungen in der gleichen Größe zugeführt werden.
Die MTI-Empfindlichkeit schwankt damit nur um 3 dB, solange die Dopplerfrequenz konstant bleibt. Für jeden Einzeldetektor im Bild 5 gilt annähernd Gleichung (20). Mit sinkendem ω_d wird die Ausgangsamplitude am Kompensator kleiner und verschwindet schließlich im Rauschen. Für eine Zielnachbildung, die die Grenzen eines MTI-Gerätes nachprüfen soll, muß also ω_d so klein einstellbar sein, daß das zu prüfende Gerät keine Anzeige mehr liefert. Da ω_d nur der Radialkomponente der Zielgeschwindigkeit entstammt und man im allgemeinen bei Rundsichtgeräten ein tangential fliegendes Ziel nicht lange vom Schirm verlieren will, treibt man diese untere Grenze der Empfindlichkeit immer weiter herunter. Für eine Nachbildung müssen also Frequenzdifferenzen von wenigen Hz einstellbar sein. Bild 6 zeigt die sogenannte Blindzeit, also die Zeit der Ausblendung eines Zieles auf Grund zu geringer Radialgeschwindigkeit bei tangentialer Bewegung für verschiedene geringe Entfernungen.
Eine Zielnachbildung zum Zwecke der Testung und Messung an MTI-Geräten kann also nicht nur die Erzeugung eines einfachen Impulses umfassen, sondern muß folgende Aufgaben erfüllen:

a) Erzeugung eines trägerfrequenten Impulses mit variabler Breite, Amplitude und Verzögerung.

b) Erzeugung einer trägerfrequenten Frequenzdifferenz von wenigen Hz bis zu den höchsten vorkommenden Dopplerfrequenzen.

c) Erzeugung einer Frequenzdifferenz der Pulsfolgefrequenzen, die der tatsächlichen Zielgeschwindigkeit entspricht.

d) Erzeugung eines Kohoimpulses.

e) Erzeugung eines Synchronimpulses.

f) Erzeugung einer Rauschleistung mit einstellbarer Amplitude.

g) Erzeugung eines trägerfrequenten Impulses mit einstellbarer Breite, Amplitude und Verzögerung, dessen Trägerfrequenz um die Differenz b) von der des Impulses unter a) abweicht, und dessen Impulsfolgefrequenz der unter c) entsprechen kann.

h) Möglichkeit der Amplitudenveränderung in Abhängigkeit von der Verzögerung in Annäherung an die Radargleichung.

i) Mischmöglichkeit mit getrennter und gemeinsamer Amplitudenregelung der Signale a, f und g.

Wird fortgesetzt

Ausbreitungstheorien

Auf der 13. Vollversammlung der URSI in London stellten sowjetische Wissenschaftler fest, daß die Frequenzabhängigkeit der Ausbreitung nur unzureichend untersucht ist. Betreffend der tageszeitlichen Änderung eines Signals wurden in der Sowjetunion auf Strekken von 100 ··· 390 km Länge für ultrakurze Wellen 8 ··· 12 dB festgestellt. Für die jahreszeitliche Änderung wird ein geringerer Effekt in größeren als in mittleren Entfernungen beobachtet. Für den Antennengewinnverlust, der bei troposphärischen scattering auftritt, wurden zwei verschiedene Erklärungsmöglichkeiten angegeben:

1. Die Störung der Wellenfront in einem statistisch inhomogenen Medium und damit der Strahlverbreitung durch troposphärische Unregelmäßigkeiten,

2. die Möglichkeit, daß die Elementarwellen unter verschiedenen Winkeln auf die Empfangsantenne treffen.

Bezüglich der maximal übertragbaren Bandbreite sind ebenfalls noch keine ausreichenden Informationen vorhanden. Im allgemeinen gilt für die Streuausbreitung, daß die Bandbreite mit der dritten Potenz der Entfernung abhängt. Diese starke Abnahme der Bandbreite mit der Entfernung wird dadurch verursacht, daß mit größer werdender Entfernung auch um so größere Turbulenzgebiete in der Troposphäre ausgeleuchtet werden und damit die Möglichkeit der Mehrwegeausbreitung zunimmt.
Der Theorie der Ausbreitung durch Vorwärtsstreuung an Turbulenzkörpern steht die Auffassung gegenüber, daß schichtförmige Unregelmäßigkeiten für die Ausbreitung des Signals verantwortlich sind. Dabei wird angenommen, daß die einzelnen Schichten auch eine unregelmäßige Lage haben können. Dies wird besonders von französischen Wissenschaftlern vertreten, wobei nach ruhigen einzelnen Schichten und gestörten Schichten unterschieden wird. Die ruhigen Schichten sollen meistens spiegelförmige Reflexionen hervorbringen, während die gestörten Schichten diffuse Reflexionen hervorrufen. Für beide Schichten treten jedoch spiegelförmige und diffuse Reflexionen zusätzlich auf.
Obgleich die Frage der Ausbreitungsmechanismen noch nicht geklärt ist, scheint es, als wenn allen Ausbreitungsmechanismen eine Bedeutung zukommt, deren Auftreten vom Zustand der Troposphäre abhängt, so daß einmal dieser und ein anderes Mal jener Mechanismus wirksam ist.

Aus den Technischen Mitteilungen des BRF Heft 4 (1960) S. 157

LEIPZIGER FRÜHJAHRS MESSE 1961

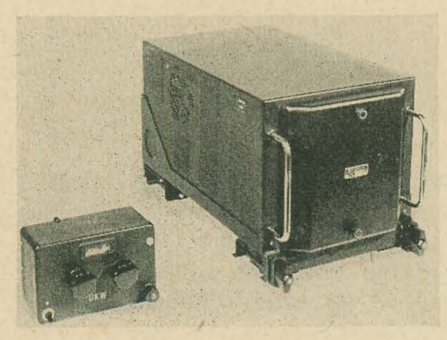


Als Abschluß des Messeberichtes von der Leipziger Frühjahrsmesse 1961 [radio und fernsehen 8 (1961)] sollen die wichtigsten Exponate des In- und Auslandes der Kommerziellen Nachrichtentechnik beschrieben werden.

KOMMERZIELLE NACHRICHTENGERÄTE

● Von den UKW-Funksprechanlagen des VEB FUNKWERK DRESDEN war ein Gerät für die Betriebsart Duplex oder Simplex bzw. Halbdublex im 1-m-Band ausgestellt. Für diese Anlagen stehen Zusatzeinrichtungen, wie Wechselsprechzusätze, Flakkerzusätze sowie ein reichhaltiges Sortiment verschiedenster Antennen zur Verfügung. Die Anlagen bestehen im wesentlichen aus einer Sende-Empfangseinrichtung, der Stromversorgung und dem Bedienungsgerät für Fernbedienung. Die Stromversorgung ist für Netz- und Batteriebetrieb vorgesehen. Sie ist so ausgelegt, daß sie für Simplex-, aber auch für Duplexbetrieb verwendet werden kann. Der Sender der UKW-Funksprechanlage kann als Kraftverstärker in Verbindung mit einem Druckkammerlautsprecher 6 W verwendet werden.

● Der VEB FUNKWERK LEIPZIG stellte innerhalb des VEB Kooperationszentrale für die Flugzeugindustrie Dresden einige interessante Geräte aus.
Die 140-Kanal-UKW-Anlage ist ein Sende-Empfangsgerät zum Einbau in mittlere und große Verkehrsflugzeuge für den beweglichen Flugfunkdienst im VHF-Band von 118,0 ··· 131,9 MHz. Sie besteht aus dem Sende-Empfangsgerät mit Schwingrahmen und dem Bedienungsgerät für die Fernbedienung. Das Sende-Empfangsgerät ist in Blockbauweise ausgeführt und besteht aus dem Empfänger mit Frequenzaufbereitung, dem 10-W-Sender, dem Modulationsverstärker sowie dem Netzgerät mit Prüfeinrichtung. Der Empfänger arbeitet als Doppelüberlagerungsempfänger. Die Empfindlichkeit beträgt etwa $3\,\mu V$ bei 6 dB Rauschabstand und $m = 30\%$. Die NF-Ausgangsleistung wird bei HF-Eingangsspannungen zwischen $10\,\mu V$ und 50 mV durch den Regelverstärker praktisch auf 1 W an 1,6 kΩ konstant gehalten. Der Klirrfaktor ist dabei $< 10\%$.
Das Netzgerät zum Anschluß an das Bordnetz (115 V, 400 Hz, 28 V=) dient zur Stromversorgung der gesamten Anlage und enthält außerdem alle Umschalt- und Steuerorgane sowie die Prüfeinrichtung. Mit ihm ist eine Prüfung aller Röhren und der wichtigsten Funktionen ohne Betriebsunterbrechung möglich.
Die besonderen Merkmale der Anlage sind die große Frequenzstabilität ($1 \cdot 10^{-4}$ von —35 °C bis + 55 °C), ihre praktisch konstante Lautstärke bei HF-Eingangsspannungen $> 10\,\mu V$ sowie die automatische, einstellbare Rausch- und Störsperre. Kohlemikrofone oder dynamische Mikrofone können wahlweise angeschlossen werden. Der Trägergeräuschabstand beträgt > 40 dB. Der Dynamikbegrenzer verhindert eine Übersteuerung. Zur Modulationskontrolle ist eine Mithörmöglichkeit vorhanden. Es treten nur kurze Schaltzeiten bei Kanalwechsel (max 6 s) und beim Umschalten von Senden auf Empfang (< 0,5 s) auf. Die Fernbedienung reicht bis 35 m.
Die Eigenverständigungsanlage ist eine NF-Verstärkeranlage und dient zur Sprachverständigung von Besatzungsmitgliedern an Bord von Flugzeugen. Sie besteht aus dem Verstärker, Teilnehmergerät A, Teilnehmergerät B, Kopfhaube, Handapparat und doppelpoligen Druckknopf.

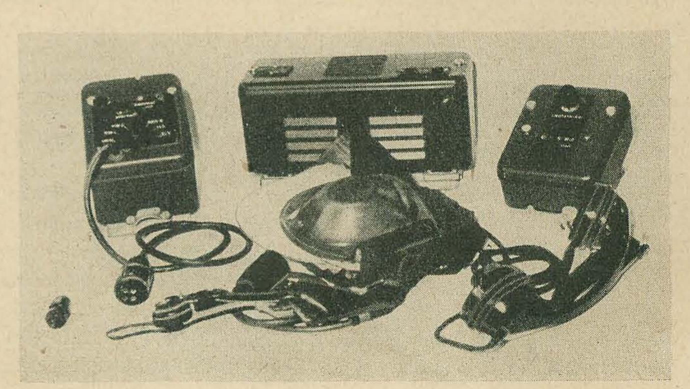


140-Kanal-UKW-Anlage, VEB Funkwerk Leipzig

Der Verstärker ist in seiner Leistung so bemessen, daß die Anschlußmöglichkeit für maximal sieben Teilnehmergeräte besteht, dabei ist die Zusammensetzung mit den beiden Gerätetypen gleichgültig; angeschlossen werden Kohlemikrofone und magnetische Hörer. Durch entsprechende Schaltungsmaßnahmen schwankt die Ausgangsspannung zwischen kleinster und größerer Belastung des Eingangs bzw. Ausgangs um nicht mehr als 5 dB, und durch die Gegentaktendstufe kann der Verstärker auch bei Ausfall einer Endröhre mit etwa halber Ausgangsleistung weiterarbeiten. Ein eingebauter Lautstärkeregler gestattet die feste Einstellung der gewünschten Lautstärke. Das Teilnehmergerät A enthält einen Wahlschalter mit sieben Raststellungen, mit denen man sich auf die an Bord befindlichen Verbindungen einschalten kann. Es bestehen Anschlußmöglichkeiten für drei Sende-Empfangseinrichtungen sowie von drei Empfangseinrichtungen und der inneren Verbindung. Der Lautstärkeregler erlaubt eine Dämpfung der Kopfhörerspannung von etwa 16 ··· 20 dB. Das Teilnehmergerät B ist nur für die innere Verbindung vorgesehen. Ein Sammelrufknopf ist vorhanden. Das Gerät ist ferner mit zwei Signallampen zur Anzeige für die innere Verbindung und für den Sammelruf ausgerüstet. Der Lautstärkeregler ist wie beim Gerät A ausgelegt.
Die Betriebsspannung beträgt 15 V/400 Hz für Stromversorgung und 27 V= für die Mikrofonspeisung, Leistungsaufnahme max. 25 W an 400 Hz und etwa 3 W an 27 V=. Der Frequenzbereich beträgt 300 Hz ··· 5000 Hz (Klirrfaktor $\leq 5\%$ bis 1 kHz).

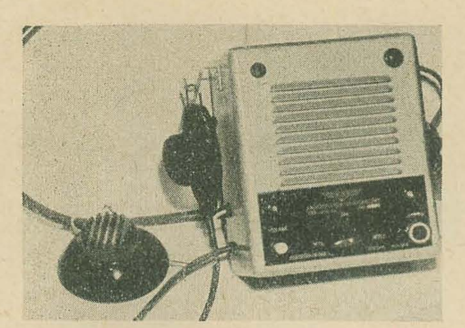
● Die SOWJETUNION stellte wieder — wie im Vorjahr — den Schiffsfunkempfänger „Wolna" und das tragbare Bootsfunkgerät „Schlup" für zweiseitige Radioverbindungen und automatische Signalgebung im Seenotfall aus.
Das Fischsuchgerät „Delphin", ein Echolot, das nach dem Zweischwingersystem arbeitet, ist für mittlere und große Schiffe zur Ortung und Tiefenbestimmung von Fischschwärmen entwickelt worden. Es überstreicht einen Tiefenbereich von 0 ··· 600 m und hat einen Leistungsbedarf von 340 W.
Das Fischsuchgerät „Okun" hat einen Tiefenbereich von 0 ··· 675 m und einen Leistungsbedarf von 250 W.

● Die ČSSR stellte die mit Transistoren bestückte Flugzeug-Funkstation LUN 3521 aus. Das Gerät ist zur UKW-Verbindung in kleinen Sport- und Transportflugzeugen bestimmt. Der Überlagerungsempfänger besitzt automatische Nachstimmung in zehn Kanälen und kann stufenlos im gesamten Bereich von 118 ··· 132 MHz abgestimmt werden. Der Sender ist quarzgesteuert. Die Wahl der Kanäle erfolgt durch zehn Drucktasten. Die Empfindlichkeit des Empfängers ist besser als $10\,\mu V$ bei 10 dB Signal-Rauschabstand und 15 V Ausgangsspannung an 4000 Ω. Die Sendeleistung ist 2 W an 70 Ω. Die Frequenzstabilität beträgt ± 0,01% in einem Temperatur-



Eigenverständigungsanlage für Flugzeuge, VEB Funkwerk Leipzig ▶





Langwellen-Grubenfunksprechanlage GIG 3a, Volksrepublik Polen

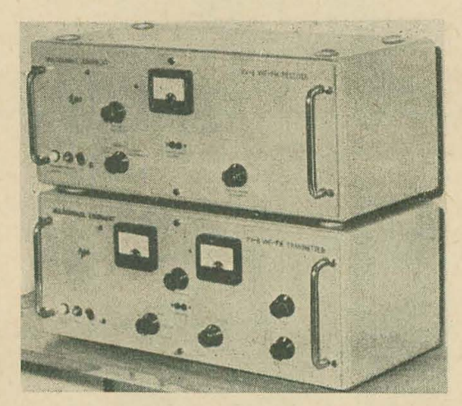
bereich von —45° ··· +50 °C. Der Sender wird 80% amplitudenmoduliert. Die Reichweite der Anlage ist 10 ··· 150 km bei 1000 m Flughöhe. Bei Abmessungen von 205 × 125 × 245 mm hat das Gerät ein Gesamtgewicht von 12,5 kp und ist für den Anschluß am 27 V= 10% Bordnetz vorgesehen.



Verkehrsradar RMP 3 No 4, Volksrepublik Polen

● Die VOLKSREPUBLIK POLEN stellte in diesem Jahr auch auf dem Gebiet der Funksende- und Empfangstechnik einige Geräte aus.

Die Langwellen-Grubenfunksprechanlage GIG 3a hat eine Eingangsempfindlichkeit von ≧ 1 mV, eine Ausgangsleistung von 10 W an 15 Ω und 25 W an 40 Ω. Sie hat 12 Kanäle zwischen 40 kHz und 260 kHz. Der Leistungsverbrauch beträgt 120 W in Fahrzeugen und 135 W im stationären Betrieb. Das Verkehrsradar RMP 3 No 4 ist ein transportables Gerät für die Geschwindigkeitsmessung von Motorfahrzeugen. Es besitzt die Meßbereiche 15 ··· 75 km/h und 15 ··· 150 km/h bei einem Gesamtmeßfehler von ± 2 km/h bzw. ± 4 km/h. Die Richtcharakteristik der Antenne hat eine Halbwertsbreite von 5°. Bei Überschreitung einer beliebig festzulegenden Geschwindigkeitsgrenze wird optisch und akustisch Alarm ausgelöst. Die Arbeitsfrequenz beträgt 9400 MHz.



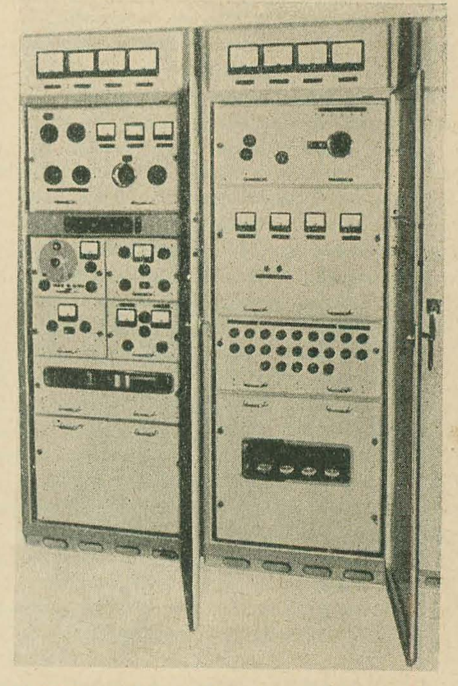
Kleinfunkbrücke, Ungarische Volksrepublik

Der ausgestellte 2,5-kW-Fernsehsender für Band III ist in Stahlblech-Schrankbauform ausgeführt. Alle wichtigen Meßinstrumente befinden sich über den Vordertüren. Er kann nach OIR- und CCIR-Norm geliefert werden. Die Frequenzkonstanz beträgt durch Quarzstabilisierung ± 1 kHz. Die Impulsspitzenleistung beträgt 2,5 kW und die Bandbreite am Ausgang 6 MHz (—3 dB). Der Rauschabstand ist mit besser als 45 dB angegeben. Der Arbeitsbereich ist beliebig vom 6. bis zum 12. Kanal im TV-Band III nach OIR bzw. CCIR einstellbar. Die Frequenz des Tonsenders wird indirekt mit Quarzen auf ± 2 kHz konstant gehalten. Die Ausgangsleistung ist von 0,5 ··· 0,8 kW an 60 Ω unsymmetrisch regelbar. Der Frequenzgang von 30 Hz bis 20 kHz beträgt ± 1 dB. Der Klirrfaktor ist kleiner als 1% und der Rauschabstand besser als 55 dB. Die Stromversorgung erfolgt an 220/380 V +2% ··· —3% und 50 Hz. Der Leistungsverbrauch der gesamten Anlage beträgt etwa 10 kW und das Gesamtgewicht etwa 1500 kp bei den Abmessungen 3060 × 760 × 2030 mm.

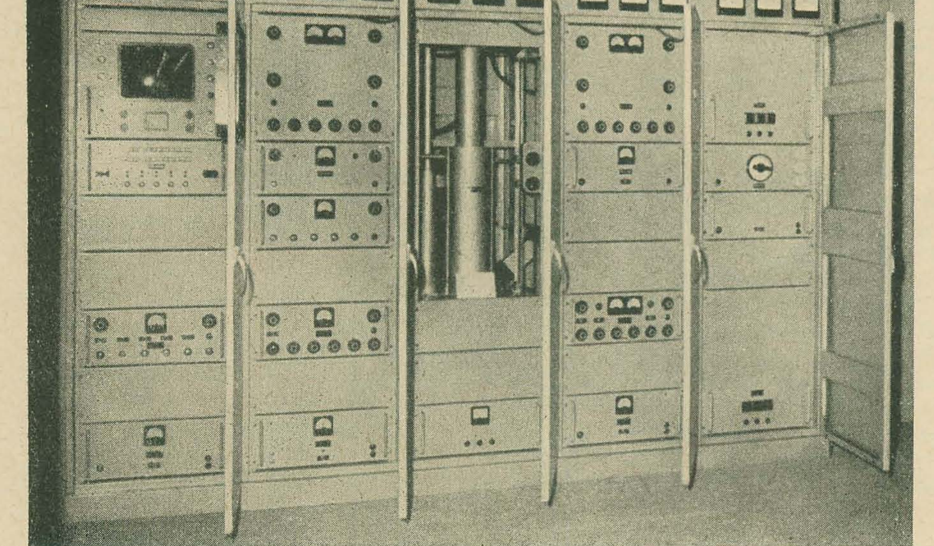
Weiterhin wurde ein Teil eines kompletten Meßsatzes für die 8-mm-Technik ausgestellt, der ab IV. Quartal 1961 von der Volksrepublik Polen lieferbar ist. Polen ist damit das einzige Land, das auf der diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse Bauteile für dieses Gebiet ausgestellt hat. Die 8-mm-Technik wird sinnvoll für Hafen- oder Flughafen-Radar angewendet, weil damit ein hohes Auflösungsvermögen erreicht wird.

● Die UNGARISCHE VOLKSREPUBLIK hatte eine Kleinfunkbrücke ausgestellt, die zur Sprach- und Rundfunkübertragung innerhalb der geografischen Sichtweite von 50 bis 60 km einsetzbar ist. Mit einer Trägerfrequenz von 240 ··· 280 MHz, einer Leistung von 15 W, und einer höchstmöglichen Kanalzahl von 8, kann sie Niederfrequenzen von 30 bis 3600 Hz übertragen.

Ein 5-kW-Telegrafie- und Fernsprechsender RLT 5 (ein Sender der Serie 1 bis 150 kW), der auf der Frequenz von 3,9 bis 27 MHz arbeiten kann, war als Drei-Schrank-Anlage zusammen mit einer Kunstantenne mit Dampfkühlung ausgestellt. Bemerkenswert ist die Fernsteuerung, mit der der Sender einstellbar und einschaltbar ist. Die Kunstantenne ist bis 10 kW belastbar (bis 120 kW liefer-

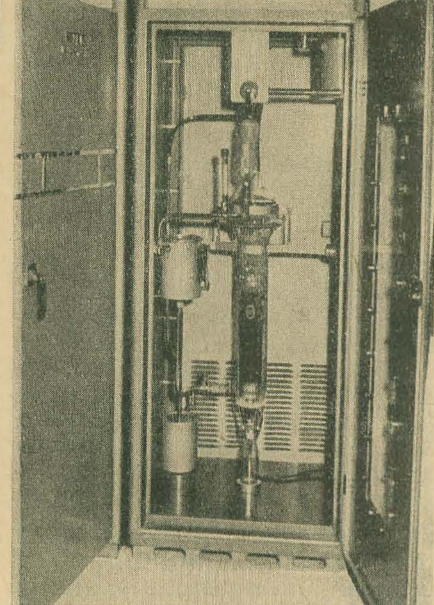


5-kW-Telegrafie- und Fernsprechsender RLT 5, Ungarische Volksrepublik



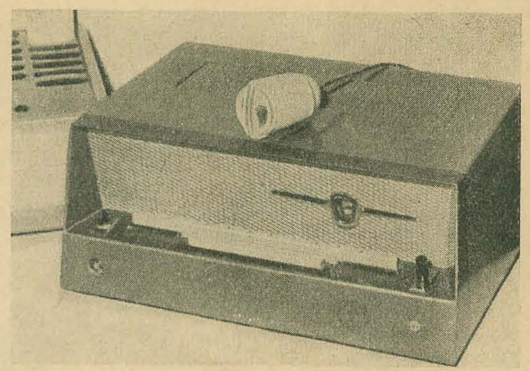
◀ **2,5-kW-Fernsehsender, Volksrepublik Polen**



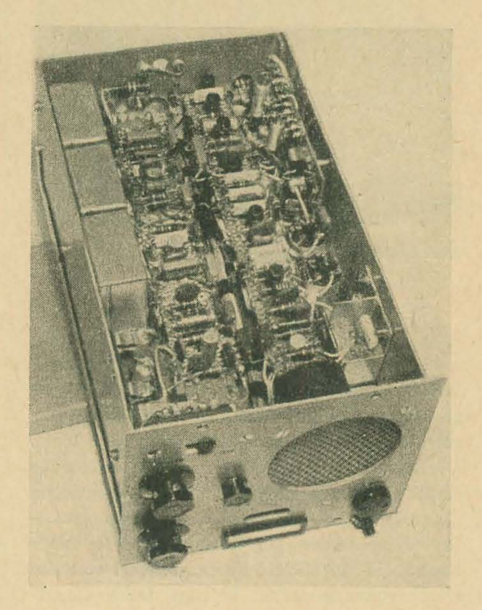


Konstantenne des 5-kW-Telegrafie- und Fernsprechsenders, Ungarische Volksrepublik





Empfänger der selektiven Personenrufanlage „Telinform", Ungarische Volksrepublik (links)
Sender der selektiven Personenrufanlage „Telinform", Ungarische Volksrepublik (rechts)



Transistorisierter Einseitenbandempfänger, Firma Thomson-Houston (CFTH) Frankreich ▶

bar) und mit einer Dampfkühlung nach einem ungarischen Patent konstruiert. Ihr Scheinwiderstand beträgt 50 Ω bei einer Frequenz bis 30 MHz.

Die selektive Personenrufanlage „Telinform" Typ Szh 61417 M arbeitet auf induktivem Weg, in dem die Trägerfrequenz, die mit dem zum selektiven Anruf benötigten Tonfrequenz-Doppelsignal bzw. der zu übertragen gewünschten Sprache moduliert ist, aus einer Schleife gespeist wird, die das betreffende Gebiet oder Gebäude umfaßt. Innerhalb dieses Gebietes sind die Ferritantennen der kleinen, in der Tasche tragbaren Empfänger mit der Senderschleife induktiv gekoppelt. Die kleinen handlichen Empfänger sprechen auf selektive Anrufe an und können zum Abhören der Weisungen eingeschaltet werden. Mit dieser Anlage können 45 Teilnehmer selektiv angerufen und ihnen Mitteilungen gemacht werden. Die gesamte Anlage für 45 Teilnehmer besteht aus dem zentralen Personenruf-Sender Szha 61417, dem selektiven Empfänger Typ Szhv 61417, dem Ladegestell Typ Szht 61417 und der Antennenschleife.

Der vollautomatische Sender kann an das 220-V- und 110-V-Netz (50 Hz) angeschlossen werden. Er nimmt 70 W auf und hat eine Ausgangsleistung von 12 W. 49 selektive Kanäle können mit 2 × 7 Tasten (11—77) angewählt werden. Er ist mit Röhren und Transistoren bestückt und hat bei den Abmessungen 320 × 180 × 320 mm ein Gewicht von etwa 9,5 kp.

Die Empfänger sind Transistorgeräte mit gedruckter Schaltung und eingebauten Knopfakkumulatoren. Über Buchsen kann der Akkumulator, ohne daß das Gehäuse geöffnet werden muß, in einem Ladegerät aufgeladen werden. Die Stromaufnahme ist bei Leerlauf 350 ··· 450 μA, bei Anruf 8 mA und bei Sprachübertragung 5 mA. Die Empfindlichkeit beträgt etwa 500 μV. Die elektromagnetische Antenne ist vertikal polarisiert. Der Empfänger ist mit fünf Transistoren bestückt. Er wiegt 120 p, die Abmessungen betragen 50 × 140 × 18 mm. Das Ladegerät wiegt 900 p und ist 148 × 313 × 47 mm groß.

Die Antennenschleife muß so verlegt werden, daß sie den Grundriß des betreffenden Gebietes umfaßt. Im allgemeinen genügt ein Sender für eine Fläche zwischen 0,5 bis 1 km².

● Die französische Firma THOMSON-HOUSTON (CFTH) stellte unter anderem das transistorisierte Einseitenband-Funksprechgerät TH.C. 481 aus, das für Simplexbetrieb auf vier Festfrequenzen bzw. für Halbduplex auf zwei Festfrequenzen vorgesehen ist, die im Bereich von 3 ··· 15 MHz wählbar sind. Die Sendeleistung beträgt 5 W, womit Entfernungen bis zu einigen hundert Kilometern überbrückt werden können.

Der Sender überträgt ein Frequenzband von 300 ··· 3000 Hz, die Unterdrückung des unerwünschten (oberen) Seitenbandes beträgt mindestens 40 dB und des Trägers mindestens 30 dB. Die Frequenzkonstanz beträgt $5 \cdot 10^{-6}$ im Temperaturbereich von —40 °C ··· +55 °C. Der Empfänger besitzt eine Empfindlichkeit von 5 μV bei 26 dB Rauschabstand für ein AZ-Signal. Seine Selektion beträgt mindestens 60 dB in 2 kHz Abstand von den Bandgrenzen. Die Frequenzkonstanz entspricht der des Senders. Die Stromversorgung des Empfängers erfolgt durch sechs eingebaute Monozellen 1,5 V, die für 200 Betriebsstunden ausreichen.

Das Gewicht des Sendeempfangsgerätes beträgt 9 kp, die Abmessungen betragen: 155 × 337 × 337 mm.

Die Netzstromversorgung wiegt 4,8 kp, das wahlweise zu verwendende Batterieteil 3,5 kp.

Die Anlage ist tropenfest, regenwasser- und staubdicht.

AUS UNSERER VERLAGSPRODUKTION

B. P. Assejew

Phasenbeziehungen in der Funktechnik

267 Seiten, zahlreiche Bilder und Tabellen, Ganzlederin 23,— DM

Dieses Buch macht den Leser in übersichtlicher Form mit der Theorie und Praxis der Phasenbeziehungen in der Funktechnik bekannt. Aus der großen Zahl der möglichen Fälle sind die als jeweils charakteristisch anzusehenden Vorgänge ausgewählt worden und anhand gut zusammengestellter Beispiele, die zum Teil von unmittelbarer praktischer Bedeutung sind, erläutert.

Nach einer Einführung in die allgemeine Problematik dieses Gebietes behandelt der Verfasser die gebräuchlichen Meßmethoden und verschiedene Verfahren der Phasendrehung, z. B. durch künstliche Leitungen und Vierpole. Weitere Kapitel vermitteln die Grundlagen für die praktische Anwendung bei der Modulation, der Schwingungserzeugung sowie bei Empfangs- und Sendeantennen.

Immer wieder trifft man in der Funktechnik auf Systeme, in denen die Phase die entscheidende Rolle spielt: Phasenmodulation — Antennensysteme — Phasentelegrafie — und viele andere Gebiete.

Um den Studierenden einen Einblick in einzelne Teilgebiete der Funktechnik zu geben sowie zur Wiederholung und Vertiefung der Grundlagen der Hochfrequenztechnik anzuregen, ist dieses Buch ein nützlicher Helfer.

Meßverfahren zur Bestimmung des Modulationsgrades

MANFRED SCHULTHES

Trotz der raschen Verbreitung moderner Modulationsarten ist die Amplitudenmodulation noch immer vorherrschend. Auf dem Gebiet des Rundfunks und Fernsehens nimmt diese Modulationsart einen relativ breiten Raum ein. Der nachfolgende Beitrag zeigt fünf grundsätzliche Verfahren zur Messung des Modulationsgrades.

Bei verzerrungsfrei arbeitenden Modulationsverstärkern und bei Einhaltung des richtigen Arbeitspunktes auf der Modulationskennlinie ist die Qualität der abgestrahlten Sendung allein vom Grad der niederfrequenten Aussteuerung der Trägerschwingung abhängig. Bei Übersteuerung des Senders ($m > 100\,\%$) entstehen schließlich starke Oberwellen der NF im Modulator, die eine Verzerrung der Nachricht bewirken und die Bandbreite des Senders erheblich heraufsetzen. Eine ständige Überwachung des Modulationsgrades ist deshalb unerläßlich.

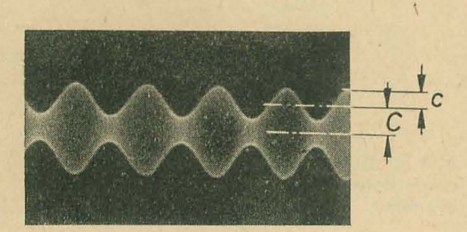


Bild 1: Hüllkurve m ≈ 50%

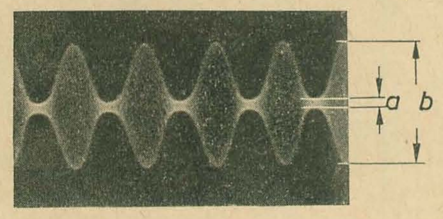


Bild 2: Hüllkurve m ≈ 80%

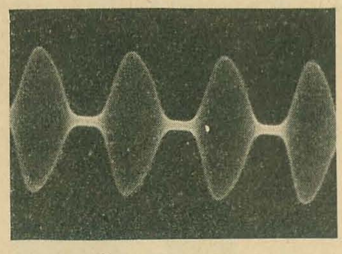


Bild 3: Hüllkurve bei Übermodulation

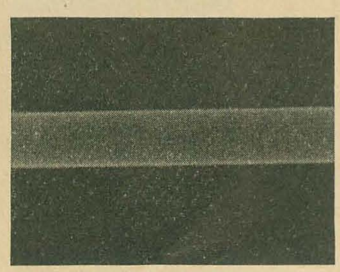


Bild 4: Unmodulierter Träger

Bei unseren Rundfunksendern haben sich zwei grundsätzliche Meßmethoden des Modulationsgrades bewährt. Das sind einmal die oszillografischen Messungen und zum anderen die Bestimmung des Niederfrequenzanteiles einer modulierten Hochfrequenzschwingung in einer Demodulatorschaltung.

Bei der oszillografischen Messung sind verschiedene Varianten möglich.

Darstellung der Hüllkurve

Am anschaulichsten sind Überwachung und Messung des Modulationsgrades mit einem Katodenstrahloszillografen. Man führt den Meßplatten die modulierte Hochfrequenz zu und synchronisiert die Zeitablenkung mit der Modulationsfrequenz. Bei sinusförmiger Modulation zeigen sich die Bilder 1, 2 und 3 auf dem Leuchtschirm. Bild 4 zeigt den unmodulierten Träger. Im Bild 1 entspricht C der Höhe der HF-Amplitude bei unmoduliertem Sender (Trägerwert bei Mittelstrich). Der Amplitudenhub c entspricht anschaulich der steuernden NF-Amplitude.

Der Modulationsgrad m ist definiert als das Verhältnis von NF-Amplitude U_{NF} zu HF-Amplitude U_{HF}. Also

$$m = \frac{U_{NF}}{U_{HF}} \cdot 100 \quad \text{in } \%.$$

Die Gleichung der Hüllkurve lautet:

$$y = C + c \cdot \cos \omega t$$

und ist proportional mit

$$U_{HF} + U_{NF} \cdot \cos \omega t = U_{HF}\,(1 + m \cos \omega t).$$

Der Vergleich ergibt:

$$m = \frac{c}{C} \cdot 100 \quad \text{in } \%.$$

Durch einfache Umformung ergibt sich die für die Ausmessung praktische Beziehung

$$m = \frac{b - a}{b + a} \cdot 100 \quad \text{in } \%.$$

Darin ist b die höchste und a die kleinste HF-Amplitude, wie Bild 2 zeigt.

Die Kontrolle der Modulation mittels Hüllkurve läßt zwar bei sinusförmiger Modulation des Senders sehr anschaulich etwa vorhandene Verzerrungen erkennen und Rückschlüsse auf ihre Ursachen zu, ist jedoch für die ständige Überwachung etwa bei Sprach- und Musikmodulation wenig geeignet. Da nur immer für eine Modulationsfrequenz synchronisiert werden kann, können sich infolgedessen keine stehenden Kurven abbilden.

Die Modulationsellipse

Einer Elektronenstrahlröhre werden an ihren beiden Ablenkplattenpaaren X und Y sinusförmige Wechselspannungen gleicher Frequenz von unterschiedlicher Größe und Phasenlage zugeführt. Es wird nach der sich auf dem Leuchtschirm abbildenden Kurve gefragt.

An den Meßplatten liegt die Spannung

$$u_y = U_y \cdot \cos \omega t,$$

an den Zeitplatten liegt die Spannung

$$u_x = U_x \cdot \cos (\omega t - \varphi).$$

Also ist:

$$\frac{u_y}{U_y} = \cos \omega t$$

und

$$\frac{u_x}{U_x} = \cos (\omega t - \varphi)$$

$$= \cos \omega t \cdot \cos \varphi + \sin \omega t \cdot \sin \varphi$$

nach einem bekannten Additionssatz.

Man kann weiter schreiben:

$$\frac{u_x}{U_x} = \frac{u_y}{U_y} \cos \varphi + \sqrt{1 - \left(\frac{u_y}{U_y}\right)^2} \cdot \sin \varphi.$$

Setzt man für

$$x = \frac{u_x}{U_x} \quad \text{und} \quad y = \frac{u_y}{U_y},$$

so liefert die weitere Rechnung unmittelbar

$$x^2 - 2\,xy \cdot \cos \varphi + y^2 = \sin^2 \varphi.$$

Das ist die Gleichung einer gegen das Achsenkreuz gedrehten Ellipse. Wegen der Verwendung bezogener Größen halbieren ihre Achsen die Quadranten.

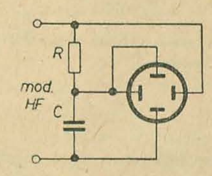


Bild 5: Meßanordnung für die Modulationsellipse

Bei der auf dem Fluoreszenzschirm entstehenden Figur ist das nur dann der Fall, wenn die Beträge der Spannungen $\mathfrak{U}_x$ und $\mathfrak{U}_y$ gleich sind.

Im Grenzfall $\varphi = \frac{\pi}{2}$ erhält man aus der Ellipsengleichung:

$$x^2 + y^2 = 1,$$

d. h. es wird ein Kreis abgebildet.

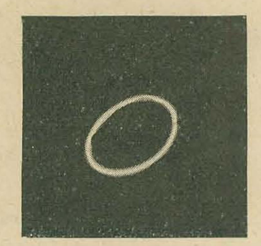


Bild 6: Modulationsellipse bei m = 0

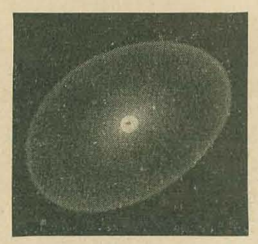


Bild 7: Modulationsellipse bei mit Meßton moduliertem Sender

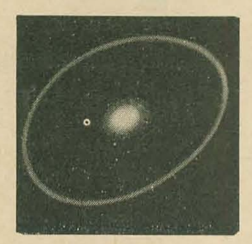


Bild 8: Modulationsellipse bei mit Meßton übermoduliertem Sender

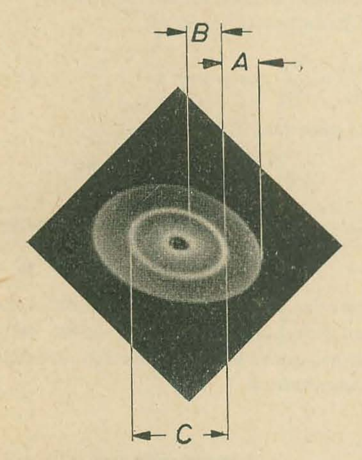


Bild 9: Modulationsellipse bei mit Programm moduliertem Sender

Zur Modulationsgradmessung führt man entsprechend Bild 5 den Plattenpaaren Hochfrequenz über einen Phasenschieber zu. Bei einer Kreisfrequenz von z. B. $= 3 \cdot 10^6 \, s^{-1}$ ergibt sich entsprechend

$$\tan \varphi = \frac{1}{R \cdot \omega C}$$

ein Phasenwinkel von etwa 60°. Es entsteht zunächst ohne Modulation eine Ellipse auf dem Leuchtschirm (Bild 6). Bei Modulation verbreitert sich diese Ellipse je nach dem Modulationsgrad, und bei 100%iger Modulation ist schließlich das dunkle Feld im Inneren der Ellipse verschwunden (etwa wie Bild 7), während sich bei Übersteuerung ein heller Punkt in der Mitte zeigt (Bild 8). Die Methode eignet sich recht gut für Kontrollzwecke bei mit Programm modulierten Sendern. Bild 9 zeigt die Modulationsellipse bei Modulation durch Musik. Die starke Zeichnung in der Mitte entspricht dem Trägerwert. Der Außenring entspricht analog zur Hüllkurve der positiven Modulationshalbwelle und der Innenring der negativen. Es gilt:

$$m = \frac{A + B}{C} \cdot 100 \quad \text{in } \%.$$

Liegen Modulationsverzerrungen vor, so sind die Stärken von Innenring und Außenring ungleich. Das Verfahren eignet sich gut, um die Gleichmäßigkeit des positiven und des negativen Amplitudenhubes festzustellen.
Der Modulationsgrad der positiven Halbwelle ist:

$$m = \frac{A}{C} \cdot 100 \quad \text{in } \%$$

und der der negativen Halbwelle

$$m = \frac{B}{C} \cdot 100 \quad \text{in } \%.$$

Bei konstanter Modulation, etwa mit Meßton, wird die Trägerellipse natürlich nicht mit aufgezeichnet, und eine differenzierte Auswertung ist nicht möglich.

Das Modulationstrapez

Es wird wieder von der im vorigen Abschnitt gefundenen Ellipsengleichung

$$x^2 - 2\,xy \cdot \cos \varphi + y^2 = \sin^2 \varphi$$

ausgegangen.

Für den Fall $\varphi = 0$ erhält man:

$$x - y = 0,$$

die Gleichung einer Geraden.

Führt man also der Oszillografenröhre an ihren beiden Ablenkplattenpaaren gleich große sinusförmige Wechselspannungen zu, die gleiche Phase haben, so wird ein um 45° gegen die positive x-Achse gedrehter Leuchtstrich abgebildet (Bild 10).
Für $\varphi = \pi$ beträgt der Drehwinkel, entsprechend

$$x + y = 0, \quad 135°.$$

Denkt man sich den Elektronenstrahl durch drei Sinuswellen abgelenkt, von denen zwei (A und B) in vertikaler Richtung — wie die Hüllkurven einer modulierten Hochfrequenzschwingung — und eine in horizontaler Richtung (C) auf ihn einwirken, so würden zwei schräge Leuchtstriche entstehen bei Phasengleichheit zwischen A und C und einer Phasenverschiebung von π zwischen B und C. Bild 11 zeigt die schematische Darstellung.
Tatsächlich erhält man auf dem Leuchtschirm der Oszillografenröhre ein leuchtendes Trapez (Bild 12), wenn man, wie Bild 13 zeigt, den Meßplatten die modulierte Hochfrequenz und den Zeitplatten die Niederfrequenz mit gleicher Phase zuführt. Die leuchtende Fläche entsteht durch die nicht aufgelösten Hochfrequenzschwingungen, infolge der niedrigen Ablenk-(modulations-)frequenz (Bilder 12, 14 und 15).
Die Oszillogramme sind für verschiedene Modulationszustände angegeben.
Die große Senkrechte b des Trapezes entspricht der maximalen Hochfrequenzschwingung, die kleine Senkrechte a dem Minimalwert. Der Modulationsgrad ergibt sich ebenfalls in Prozent zu:

$$m = \frac{b - a}{b + a} \cdot 100.$$

Verlaufen die schrägen Trapezkanten nicht linear, wie die Bilder 16 und 17 zeigen, so liegen Verzerrungen im Modulator vor. Ursache für diese Verzerrungen sind falsch gewählte Betriebswerte im Modulator, zu große bzw. zu kleine HF-Aussteuerungen des Modulators oder zu große NF-Aussteuerung. Eine Figur entsprechend Bild 16 entsteht bei zu hoch auf

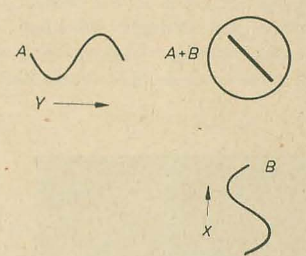


Bild 10: Den X- und Y-Platten werden Wechselspannungen von gleicher Frequenz und Phase zugeführt

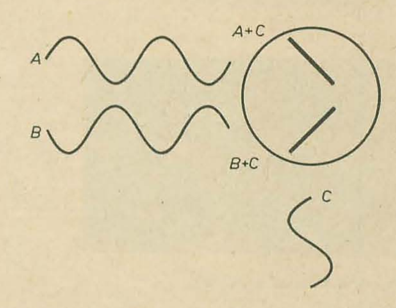


Bild 11: Die vertikale Ablenkspannung ist in jedem Augenblick gleich dem Differenzwert zwischen A und B

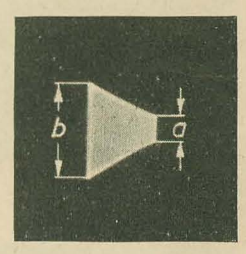


Bild 12: Modulationstrapez bei m ≈ 50%

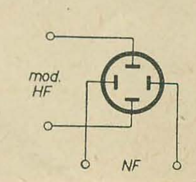


Bild 13: Meßanordnung für das Modulationstrapez

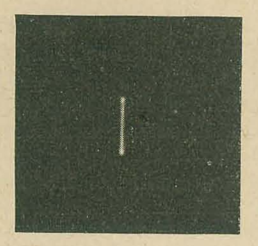


Bild 14: Unmodulierter Träger, die senkrechten Trapezkanten kommen zur Deckung

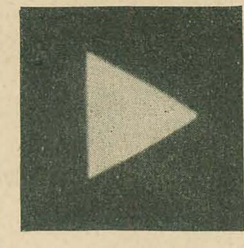


Bild 15: Bei m = 100% wird aus dem Modulationstrapez ein Dreieck

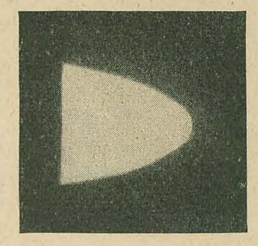


Bild 16: Unsymmetrische Modulation, der Arbeitspunkt auf der Modulationskennlinie liegt zu hoch

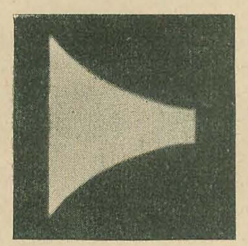


Bild 17: Unsymmetrische Modulation, der Arbeitspunkt auf der Modulationskennlinie liegt zu tief

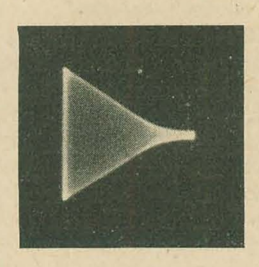


Bild 18: Übermodulation bei unsymmetrischer Aussteuerung des Modulators

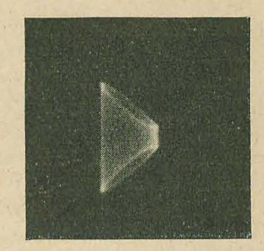


Bild 19: Trapez bei Phasendrehung zwischen NF und modulierter HF

der Modulationskennlinie liegendem Arbeitspunkt. Auch zu geringe Steuerleistung kann die Ursache sein, so daß bei positiver NF-Halbwelle die modulierende Stufe nicht voll ausgesteuert wird. Ein dem Bild 17 ähnliches Oszillogramm beobachtet man umgekehrt bei zu tief liegendem Arbeitspunkt auf der Modulationskennlinie. Wird die Modulationskennlinie beiderseitig übersteuert, so zeigt sich als Oszillogramm ein Trapez mit abgeflachten Seiten und verlängerter Spitze. Liegt der Arbeitspunkt nicht in der Mitte der Modulationskennlinie, so werden bei Übersteuerung durch die positive Halbwelle die Seiten abgeflacht, bei Übersteuerung durch die nagative Halbwelle ist die Spitze verlängert (Bild 18).

Nimmt das Schirmbild die Gestalt eines trapezförmigen geschnittenen Rohres an, so läßt das auf einen Phasenunterschied zwischen den beiden Meßspannungen am Oszillografen schließen. Die Meßeinrichtung ist dann fehlerhaft, und es liegen keine Verzerrungen der Modulation vor, wenn der Schnitt die Gestalt einer exakten Ellipse hat. Bild 19 zeigt ein

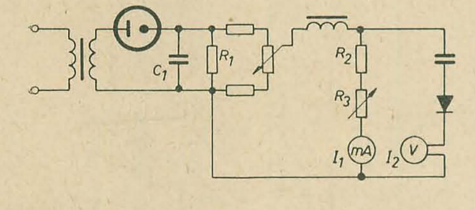


Bild 20: Prinzipschaltbild eines Modulationsgradmessers

Trapez bei einem Phasenunterschied zwischen NF und modulierter HF. Abhilfe wird durch ein regulierbares RC-Glied vor den Meßplatten geschaffen.

Auch unter den auf Hochfrequenzgleichrichtung beruhenden Meßverfahren des Modulationsgrades gibt es eine Vielzahl von Möglichkeiten. Bild 20 zeigt das Prinzipschaltbild eines Modulationsgradmessers, wie er in den Meßgestellen der Rundfunksender zu finden ist.

Hier wird die gleichgerichtete Hochfrequenzspannung über einen Spannungsteiler und eine Hochfrequenzdrossel zwei Meßinstrumenten zugeführt. Das linke Instrument zeigt den der Hochfrequenzspannung proportionalen Gleichstrommittelwert an, und das rechte Instrument ist ein Voltmeter, welches die gewonnene Niederfrequenzspannung U_{eff} mißt. Sorgt man nun dafür, daß vor jeder Messung an der Gleichrichterstrecke durch den Spannungsteiler ein stets gleicher, dem HF-Träger entsprechender Gleichstrom eingestellt wird (das linke Instrument besitzt eine Marke), so kann die Skala des Voltmeters direkt in Modulationsgradprozenten geeicht werden. Es gilt allgemein für den Modulationsgrad:

$$m = \frac{U_{eff} \cdot \sqrt{2}}{I\,(R_2 + R_3)}.$$

Die Zeitkonstante C_1R_1 muß so klein sein, daß die Spannung an C_1 bei der höchsten Modulationsfrequenz noch der Hüllkurve folgt.

Sind keine der angeführten Meßmittel verfügbar, so kann man aus der Untersuchung der Änderung des Effektivwertes des Antennenstromes bei sinusförmiger Modulation in einfacher Weise m bestimmen.

Bild 21: Zunahme des HF-Stromes in Abhängigkeit vom Modulationsgrad

Wird der Sender moduliert, so steigt der Antennenstrom. Der Momentanwert des unmodulierten Hochfrequenzstromes ist:

$$i = I_{HF} \cdot \sin \Omega t$$

und der des modulierten Hochfrequenzstromes ist

$$i_m = I_{HF} \cdot \sin \Omega t + I_{NF} \cdot \sin \Omega t \cdot \sin \omega t.$$

Die Effektivwerte findet man wie üblich bei Integration der Quadrate der Momentanwerte über eine Periode und die Ergebnisse lauten für den unmodulierten Träger:

$$I_1 = \frac{I_{HF}}{\sqrt{2}}$$

und für die modulierte Hochfrequenz

$$I_2 = \frac{I_{HF}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}.$$

Aus den beiden letzten Gleichungen ergibt sich m nach Auflösung zu:

$$m \approx 141 \sqrt{\left(\frac{I_2}{I_1}\right)^2 - 1} \quad \text{in } \%.$$

Bild 21 zeigt die Zunahme des effektiven Stromes bei sinusförmiger Modulation.

Eine direkte Ablesung des Modulationsgrades auf Grund der gezeigten Abhängigkeit ist möglich mit einem lose an den Antennenkreis gekoppelten Thermokreis mit in Prozent geeichtem Instrument. Mit Hilfe der variablen Meßkreiskopplung läßt sich bei unmoduliertem Sender der Wert 0 v. H. einstellen. Das Verfahren findet wegen des geringen Aufwandes gern bei Funkamateuren zum Einpegeln des Senders Verwendung.

Literatur

Rohte und Kleen: Elektronenröhren als End- und Sendeverstärker

Meinke und Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik

J. Czech: Der Elektronenstrahl-Oszillograf Funktechnik 4 (1950)

Ein NF-Verstärker guter Qualität

SIEGMAR HENSCHEL

Der im folgenden beschriebene NF-Verstärker ist für eine Ausgangsleistung von 7 W dimensioniert. Diese Leistung reicht im allgemeinen für den Heimgebrauch aus. Der Frequenzgang der Endstufe (Bild 1), vom Punkt A bis zum niederohmigen Lautsprecheranschluß gemessen, welcher durch einen 5,7 Ω Drahtwiderstand abgeschlossen war, verläuft von 20 Hz ··· 40 kHz bei 50 mW Ausgangsleistung fast linear (Bild 2). Die maximale Abweichung beträgt im genannten Frequenzbereich —1 dB. Bei einer maximalen Abweichung von —2 dB erreicht man einen Frequenzgang von 20 Hz bis 100 kHz (Innenwiderstand des Generators = 5 kΩ). Durch Vorschalten einer Vorverstärkerstufe, sowie durch Einbau von hochwertigen Klangreglern lassen sich sehr gute Ergebnisse erzielen.

Die Endstufe arbeitet mit zwei Röhren ECL 82 im Gegentakt. Die beiden Pentoden sind in Ultralinearschaltung an dem Ausgangstrafo angeschlossen. Diese Schaltungsart trägt mit zur Verringerung des Klirrfaktors (< 5% bei 7 W) bei. Beide Katoden sind über einen gemeinsamen Katodenwiderstand an Masse gelegt, welcher mit 100 μF überbrückt ist. Von der Sekundärseite des Ausgangstrafos zur Katode des Triodensystems von $Rö_2$ führt eine Gegenkopplung, die den Innenwiderstand der Schaltung und den Klirrfaktor wesentlich herabsetzt. Die Anodenspannung der Vor- und Phasenumkehrröhre ist mit 20 kΩ und 32 μF ausreichend gesiebt. Der Störabstand der Endstufe beträgt etwa 57 dB, wobei der Punkt A über 5 kΩ an Masse gelegt wird.

Das Triodensystem $Rö_3$ arbeitet als Phasenumkehrstufe. Die Phasenumkehrstufe erhält ihre Steuerspannung vom Triodensystem $Rö_2$. Dieses Triodensystem besitzt eine etwa 50fache Verstärkung, so daß für 50 mW Ausgangsleistung am Punkt A eine Spannung von etwa 50 mV vorhanden sein muß. Zur weiteren Vorverstärkung dient eine ECC 83 ($Rö_1$), deren zweites System als Katodenverstärker arbeitet. Dies war einmal durch den Anschluß einer Fernbedienung (FL) für die Lautstärkeregelung, sowie durch den bei Trioden durch die Gitter-Anoden-Kapazität bedingten Verstärkungsabfall bei hohen Frequenzen durch Gegenkopplung über C_{ga} bei großem Abschlußwiderstand erforderlich.

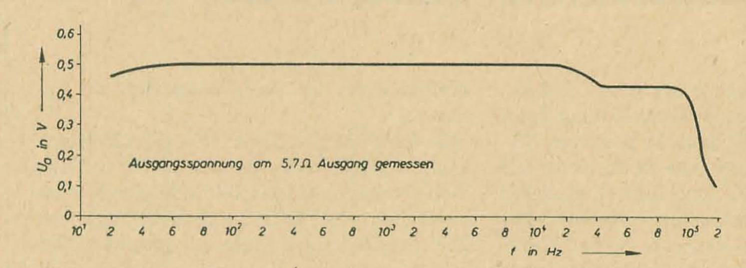


Bild 2: Frequenzgang des Verstärkers, gemessen vom Punkt A bis zum niederohmigen Lautsprecheranschluß

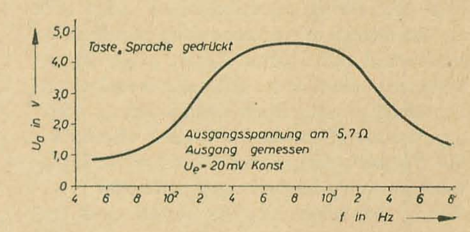


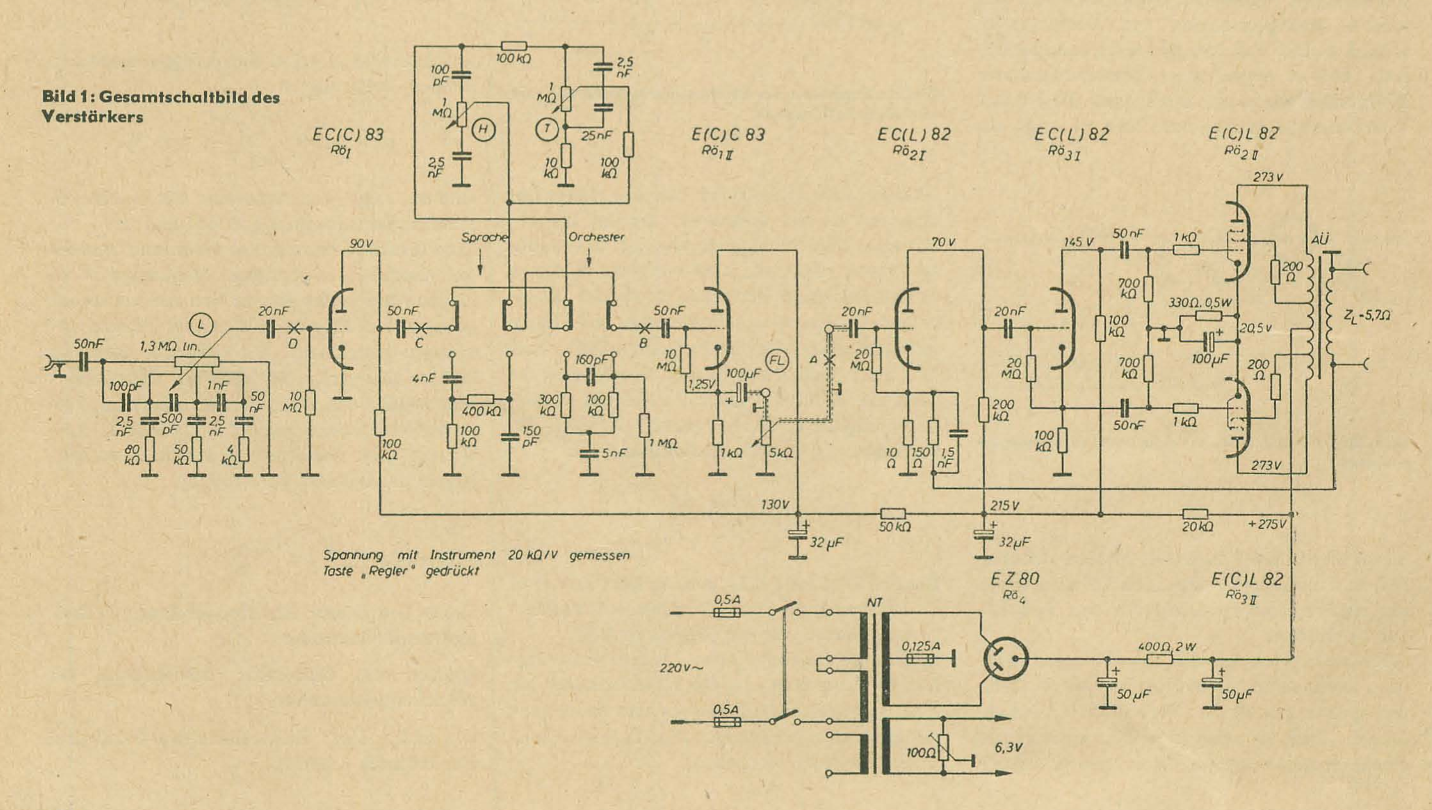
Bild 3: Frequenzgang Taste „Sprache" gedrückt

Zwischen beiden Systemen von $Rö_1$ ist ein dreiteiliges Klangregister mit den Schalterstellungen „Sprache", „Regler" und „Orchester" geschaltet, wobei sich der Frequenzgang den jeweiligen Erfordernissen weitgehend anpassen läßt. Die Taste „Regler" besitzt keine Schaltfunktion, sie soll lediglich die anderen Tasten in Ruhestellung bringen. Die Frequenzkurven sind aus den Bildern 3 ··· 6 ersichtlich, wobei der Lautstärkeregler voll aufgedreht ist. Diese Kurven wurden zur besseren Übersicht zwischen 10 kHz und 20 kHz gespreizt gezeichnet.

Das erste System von $Rö_1$ arbeitet als normaler Vorverstärker mit einem Außenwiderstand von 100 kΩ. Die Gittervorspannung wird hier ebenfalls durch Anlaufstrom erzeugt.

Der gesamte Verstärker besitzt bei kurzgeschlossenem Klangregister, Punkt B und C verbunden, für 50 mW Ausgangsleistung eine Empfindlichkeit von etwa 1,5 mV. Die Emp-

Bild 1: Gesamtschaltbild des Verstärkers



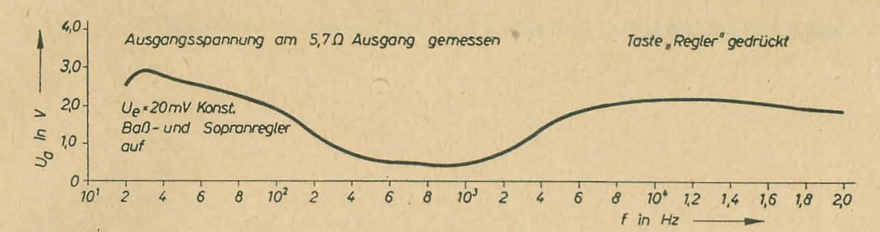


Bild 4: Frequenzgang Taste „Regler" gedrückt

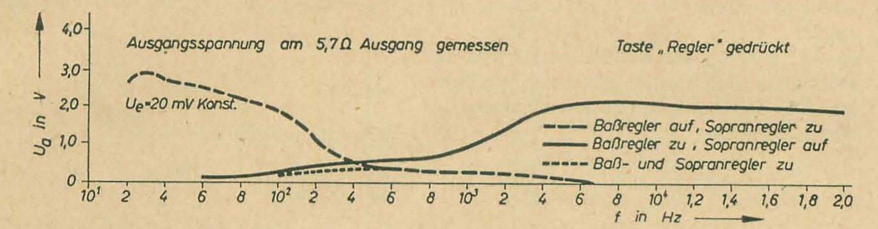


Bild 5: Frequenzgang Taste „Regler" gedrückt

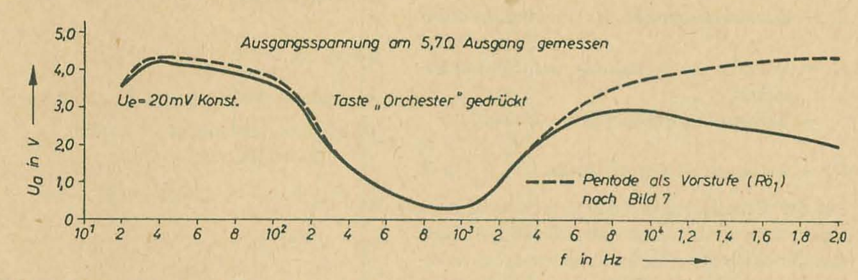


Bild 6: Frequenzgang Taste „Orchester" gedrückt

findlichkeiten für die einzelnen Schalterstellungen sind den Bildern 3 ··· 6 zu entnehmen. Die Störspannung des gesamten Verstärkers beträgt am niederohmigen Augang etwa 5 mV, das entspricht etwa 40 dB Störabstand für 50 mW Ausgangsleistung, was in jedem Fall ausreichend ist.

Durch Verwenden einer Pentode für $Rö_1$ ließen sich die Höhen noch etwas anheben, da hier die Gitter-Anoden-Kapazität so gering ist, daß keine Gegenkopplung über C_{ga} bei großem Generatorinnenwiderstand auftritt. (Vergl. gestrichelte Kurve Bild 6 „Orchester").

Am vorteilhaftesten eignet sich hierfür die brumm- und klingarme EF 86, jedoch benötigt man dann noch eine Triode für den Katodenverstärker. Wird die Verbundröhre ECF 82 eingesetzt, wobei die Triode die Funktion des Katodenverstärkers übernimmt (Bild 7), so ist es zu empfehlen, die Röhre mit Gleichstrom zu heizen.

Bild 7: Vorverstärker mit der ECF 82

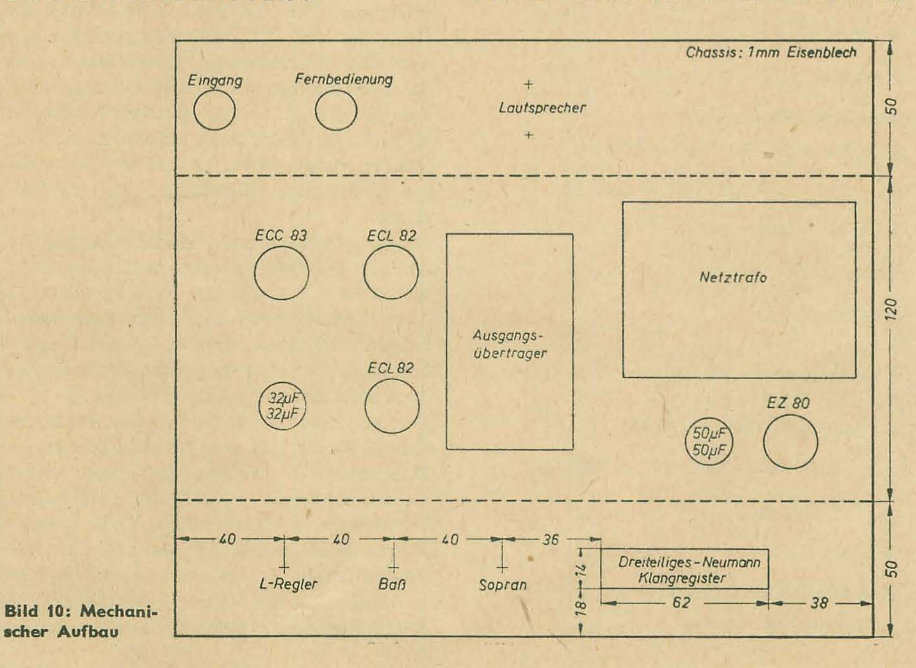


Bild 10: Mechanischer Aufbau

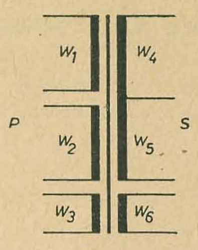


Bild 8: Wickelschema des Netztransformators NT

Kern: M 85 Dynamoblech IV
Schichthöhe: 33 mm
Schichtung: wechselseitig
W1: 434 Wdg. 0,4 mm ∅ CuL
Lagenisolation nach jeder Lage: 0,05 mm LP
W2: 434 Wdg. 0,4 mm ∅ CuL
Lagenisolation nach jeder Lage: 0,05 mm LP
W3: 67 Wdg. 0,5 mm ∅ CuL
Lagenisolation nach jeder Lage: 0,05 mm LP
Zwischenisolation: 0,1 mm LP
W4, W5: 2410 Wdg. 0,16 mm ∅ CuL
Anz. bei 1205 Wdg.
Lagenisolation nach jeder Lage: 0,05 mm LP
Zwischenisolation: 0,1 mm LP
W6: 28 Wdg. 1,0 mm ∅ CuL
Lagenisolation nach jeder Lage: 0,05 mm LP
Deckisolation

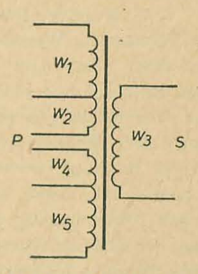


Bild 9: Wickelschema des Ausgangsübertragers AÜ

Kern: EI 78 Dynamoblech IV × 0,35
Schichthöhe: 26 mm
Schichtung: wechselseitig
W1, W2: 960 Wdg. 0,12 mm ∅ CuL
Anz. bei 770 Wdg.
Lagenisolation nach je 500 Wdg.: 0,05 mm LP
Zwischenisolation: 0,1 mm LP
W3: 48 Wdg. 1,2 mm ∅ CuL
Lagenisolation: 0,05 mm LP
Zwischenisolation: 0,1 mm LP
W4, W5: 960 Wdg. 0,12 mm ∅ CuL
Anz. bei 190 Wdg.
Lagenisolation nach je 500 Wdg.: 0,05 mm LP
Deckisolation

Der Netzteil weist keine Besonderheiten auf. Der Gesamtanodenstrom beträgt 69 mA im unausgesteuerten Zustand, er steigt bei Vollaussteuerung auf 86 mA an. Der Netztrafo wurde nach Bild 8 gewickelt.

Der mechanische Aufbau ist aus Bild 10 ersichtlich. Die Verdrahtung wurde durch Verwendung von Lötösenleisten aufgelockert. Auf möglichst kurze Verlegung der NF-Leitungen ist zu achten! Um Brummeinstreuungen durch die Heizung zu vermeiden, soll diese möglichst weitab von den NF-Leitungen und dicht am Chassis verlegt werden. Die Minusleitung ist zu erden. Dieser Punkt ist durch Versuch (minimales Brummen) zu ermitteln.

Literatur

Funktechnik; 18 (1957) S. 627

Probleme der Messung des Frequenzganges eines Schallplattenabtasters

Ing. GERHARD HOHMUTH

Mitteilung aus dem VEB Meßgerätewerk Zwönitz, Entwicklungsstelle Berlin

Obgleich das Ziel jeder Messung ein „richtiges" Ergebnis ist, fällt die Entscheidung, welches Ergebnis bei der Messung eines Schallplattenabtasters das richtige sei, nicht ganz eindeutig aus. Dabei soll bei diesen Betrachtungen die Wahl des passenden Meßabschlusses, die Einflüsse evtl. Kabelkapazität bzw. die Meßgenauigkeit des Meßgerätes als den Verhältnissen entsprechend optimal gewählt angenommen werden. Als Einflüsse auf das Meßergebnis verbleiben jetzt lediglich noch die Daten der Schallplatte, wenn die Betriebsbedingungen des Abtasters ordnungsgemäß eingehalten werden. Bei oberflächlicher Betrachtung entsteht oft der Eindruck, daß die „Fehler", die durch Meßschallplatten entstehen können, gar nicht so groß sind, so daß u. U. sogar die Messung unter Verzicht auf die Verwendung von Meßschallplatten ausgeführt und statt dessen der Wandler über einen z. B. dynamischen Schwinger angetrieben werden könne. Es zeigt sich jedoch, daß der Vergleich von Meßergebnissen nur unter Berücksichtigung der Meßbedingungen, also auch der bei der Messung verwendeten Meßschallplatte möglich ist, ebenso wie der in der Praxis erreichte Frequenzgang außerordentlich stark von der Schallplattenmasse beeinflußt wird. Die folgende Abhandlung soll die verschiedenen Einflüsse einmal untersuchen, um abschließend die Ergebnisse zu analysieren. Dabei wird jedoch auf Fehler, die sich u. U. aus Abweichungen der für Meßschallplatten angegebenen Schnelle von der tatsächlich aufgezeichneten ergeben, nicht eingegangen.

Statischer Abspielverlust

Bei diesen Verlusten handelt es sich um statische Verluste, die auch ohne Bewegung zwischen Rille und Nadel vorhanden sind und durch das elastische Verhalten der Rillenwandungen hervorgerufen werden. Unter dem Einfluß der Auflagekraft findet eine elastische Deformation der Rillenwandung statt. Sobald die Größe der Einstauchung die Größe der aufgezeichneten Wellenlänge erreicht, kann keine Spannung mehr erzeugt werden. Dies ist bei der sogenannten Grenzwellenlänge der Fall. Der Verlust ist wellenlängenabhängig, kann jedoch bei Einfügen der Tangentialgeschwindigkeit auch frequenzmäßig bewertet werden [1], [2], [3].

Der statische Abspielverlust setzt die sogenannte obere Grenzfrequenz nach Braunmühl [5]

$$\omega_0 = \frac{u^2}{\varrho \cdot v}$$

(u = Tangentialgeschwindigkeit, ϱ = Verrundungsradius der Spitze, v = Schnelle)

außer Wirkung, weil diese Beziehung die Elastizität des Plattenmaterials nicht berücksichtigt.

Der statische Abspielverlust begrenzt die Abtastung tatsächlich, der Verlust ist bei der Grenzwellenlänge bzw. Grenzfrequenz unendlich.

Nach Hunt [1], der die Herleitung von der Hertzschen Deformationsgleichung vornahm, lautet die Beziehung für die Grenzfrequenz des Abspielverlustes

$$\omega_c = 3{,}33 \cdot u \left[\frac{E}{r_1 \cdot F_z\,(1 - \nu^2)}\right]^{\frac{1}{3}}.$$

u = Tangentialgeschwindigkeit der Rille in m/s

E = Elastizitätsmodul des Plattenmaterials in N/m²

ν = Poissonsche Konstante des Plattenmaterials

r = Verrundungsradius der Abtastspitze in m

F_z = Auflagekraft des Abtasters in N

Bei der Berechnung ist das elektrotechnische Maßsystem anzuwenden. Die Gleichung zeigt, daß der statische Abspielverlust von den Konstanten des Abtasters (Verrundungsradius und Auflagekraft) und der Schallplatte (Drehzahl, Elastizitätsmodul und Poissonschen Konstante) abhängt.

Die Konstanten des Plattenmaterials (E und ν) wurden einer Arbeit von Kerstens [3] entnommen.

Beispiel 1

Schellackplatte

$r = 50 \cdot 10^{-6}$ m (= 50 μm);
$u = 1{,}23$ m/s ≙ 78 U/min; D = 300 mm;
$F_z = 0{,}1$ N ≈ 10 p
$E = 6 \cdot 10^9$ N/m², $\nu = 0{,}35$,

$$\omega_c = 3{,}3 \cdot 1{,}2 \left[\frac{6 \cdot 10^9}{50 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}1\,(1 - \nu^2)}\right]^{\frac{1}{3}} \frac{1}{s},$$

$$\omega_c = 3{,}3 \cdot 1{,}2 \cdot 1{,}11 \cdot 10^5 = 4{,}4 \cdot 10^5\,\frac{1}{s},$$

$f_c = 70$ kHz.

Beispiel 2

Schellackplatte wie 1

jedoch $r = 25 \cdot 10^{-6}$ m (= 25 μm)

$$\omega_c = 3{,}3 \cdot 1{,}2 \cdot 1{,}39 \cdot 10^5 = 5{,}5 \cdot 10^5\,\frac{1}{s}$$

$f_c = 87{,}5$ kHz

Beispiel 3

Kunststoffplatte

$r = 25 \cdot 10^{-6}$ m (= 25 μm)
$u = 0{,}52$ m/s ≙ 33¹/₃ U/min; D = 300 mm
$F_z = 0{,}1$ N ≈ 10 p
$E = 3 \cdot 10^9$ N/m² · $\nu = 0{,}35$

$$\omega_c = 3{,}33 \cdot 0{,}52 \cdot 1{,}11 \cdot 10^5 = 1{,}93 \cdot 10^5\,\frac{1}{s}$$

$f_c = 30{,}6$ kHz

Beispiel 4

Kunststoffschallplatte wie 3

jedoch $r = 50 \cdot 10^{-6}$ m (= 50 μm)

$$\omega_c = 3{,}3 \cdot 0{,}52 \cdot 0{,}87 \cdot 10^5 = 1{,}5 \cdot 10^5\,\frac{1}{s}$$

$f_c = 23{,}9$ kHz

Beispiel 5

Kunststoffschallplatte wie 3

jedoch $r = 15 \cdot 10^{-6}$ m (= 15 μm)
$F_z = 0{,}05$ N ≈ 5 p

$$\omega_c = 3{,}3 \cdot 0{,}52 \cdot 1{,}65 \cdot 10^5 = 2{,}84 \cdot 10^5\,\frac{1}{s}$$

$f_c = 45{,}2$ kHz

Beispiel 6

Kunststoffschallplatte wie 3

jedoch $u = 1{,}2$ cm/s ≙ 78 U/min;
D = 300 mm

$$\omega_c = 3{,}3 \cdot 1{,}2 \cdot 1{,}11 \cdot 10^5 = 4{,}4 \cdot 10^5\,\frac{1}{s}$$

$f_c = 70$ kHz

Beispiel 7

Kunststoffschallplatte wie 4

jedoch $u = 1{,}2$ m/s ≙ 78 U/min;
D = 300 mm

$$\omega_c = 3{,}3 \cdot 1{,}2 \cdot 0{,}87 \cdot 10^5 = 3{,}44 \cdot 10^5\,\frac{1}{s}$$

$f_c = 54{,}7$ kHz

Die Beispiele 1 und 2 zeigen, daß die obere Grenzfrequenz bei Verwendung von 78-U/min-Schellackplatten noch recht weit vom allgemein interessierenden Frequenzgebiet entfernt liegt. Anders ist dies bei der Verwendung von 33¹/₃-U/min-Kunststoffplatten, Beispiele 3 und 4, wo die obere Grenzfrequenz nicht einmal eine Oktave über der üblichen Meßgrenze (20 kHz) liegt, es treten hier Meßfehler auf. Wie Beispiel 5 zeigt, bringt der Übergang auf 15 μ Verrundungsradius eine erhebliche Verbesserung (Stereofonie!). Bei der Verwendung von Meßschallplatten z. B. aus Kupfer ($E = 115 \cdot 10^9$ N/m²) wäre es möglich, die Einflüsse der Platten nahezu vollständig auszuschalten, da z. B. bei den sonstigen Daten des Beispiels 1 $f_c = 187$ kHz würde.

Da die Grenzfrequenz drehzahlabhängig ist, ist die Herstellung von Meßschallplatten 78 U/min aus Kunststoff aussichtsreich, die obere Grenzfrequenz kann dann noch ausreichend hoch gehalten werden, Beispiele 6 und 7. Die Werte der Schellackplatten werden jedoch noch nicht erreicht (Beispiele 6 und 2).

Der statische Abspielverlust unterhalb der Grenzfrequenz läßt sich ebenfalls bestimmen. Bild 1 zeigt die Abhängigkeit. 3 dB Verlust werden etwa bei $f = 0{,}5\,f_c$ und 1 dB Verlust bei etwa $f = 0{,}3\,f_c$ erreicht [1]. Diese Betrachtungen geben gleichzeitig Auskunft über Verschlechterung der Höhenwiedergabe bei der Verringerung des Abtastdurchmessers D. Bild 2 zeigt dies deutlich [3]. Den Kurven lie-

gen Daten wie Beispiel 3 zugrunde, nämlich Kunststoffschallplatte 33⅓ U/min, Auflagekraft 0,1 N, Verrundungsradius der Abtastspitze 25 μm. Die Eliminierung des statischen Abspielverlustes ist durch die Abtastung mit herabgesetzter Drehzahl möglich, da dann der wellenlängenabhängige Anteil des statischen Abspielverlustes nach wie vor wirksam bleibt und sich nach niederen Frequenzen verschiebt.

Welchen Einfluß die Veränderung der Auflagekraft besitzt, geht aus dem folgenden Beispiel hervor, das gleichzeitig aufzeigt, wie bei der Entwicklung auftretende scheinbare Widersprüche durch Kenntnis der Wechselwirkung von Rille und Nadel aufgeklärt werden können.

Bei der Überprüfung von Meßschallplatten mit Abtastern bekannten Frequenzverlaufs konnte oberhalb 10 kHz keine befriedigende Übereinstimmung zwischen der Lichtbandbreite der Schallplatten und der gemessenen Spannung des Abtasters erzielt werden. Da es sich um Meßschallplatten mit einem Durchmesser von 17,5 cm bei 45 U/min handelte (LB 31), bestand der Verdacht, daß der statische Abspielverlust die Abweichungen verursacht.

Bei der Abtastung durch das System 4 M mit von 10 p auf 5 p verringerten Auflagekraft ergaben sich tatsächlich erhöhte Ausgangsspannungen bei hohen Frequenzen. Die Nachrechnung ergab, daß bei Abtastung mit 10 p die Grenzfrequenz $f_c = 22{,}2$ kHz betrug, die sich bei Abtastung mit 5 p auf 27,8 kHz verschob. Unter Berücksichtigung der Kurven im Bild 1 ergaben sich bei den einzelnen Frequenzen folgende statische Verluste:

	$f_c = 22{,}2$ kHz	$f_c = 27{,}8$ kHz
15 kHz	—5,8 dB	—3,5 dB
13 kHz	—4 dB	—2,5 dB
11 kHz	—2,8 dB	—1,7 dB
9 kHz	—1,8 dB	—1 dB
7 kHz	—1 dB	—0,5 dB

Die sich aus vorstehenden Werten beim Übergang von 10 auf 5 p Auflagekraft ergebenden Differenzen den Meßergebnissen gegenübergestellt, ergibt:

	rechnerisches Δ	Meßdifferenz
15 kHz	2,3 dB	3 dB
13 kHz	1,5 dB	2 dB
11 kHz	1,1 dB	1,2 dB
9 kHz	0,8 dB	1 dB
7 kHz	0,5 dB	0,3 dB

Die überraschend gute Übereinstimmung der Meßergebnisse mit den Berechnungen ist der Beweis, daß die Deutung der Ursache richtig war.

Resonanz zwischen Rille und Nadel

(wird auch als dynamischer Abspielverlust bezeichnet)

Hierbei handelt es sich um eine Resonanz zwischen der wirksamen Masse des Abtastsystems und der Nachgiebigkeit der Rillenwandungen. Diese Resonanz ist eindeutig durch die Material- und Abtasterkonstanten festgelegt und wirkt sich in den meisten Fällen als starke Anhebung im Frequenzgang aus. Hunt [1] gibt für die Abhängigkeit der Rillen-Nadelresonanz ω_0 folgende Beziehung an:

$$\omega_0 = \frac{1{,}27}{m^{0{,}5}} \left[F_z \cdot r \left(\frac{E}{1 - \nu^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{6}}$$

m = wirksame Masse des Abtastsystems in kg
F_z = Auflagekraft in N
r = Verrundungsradius der Abtastspitze in m
E = Elastizitätsmodul des Plattenmaterials in N/m²
ν = Poissonsche Konstante des Plattenmaterials

Besonders erwähnenswert ist, daß Hunt auf die Möglichkeit hinweist, daß die Masse m frequenzabhängig werden kann, womit natürlich die üblicherweise statisch ermittelte Größe nicht mehr in allen Fällen als richtig anzusehen ist. Die Ursache für diese Erscheinung, die sich immer in Vergrößerung der Masse auswirkt, bilden nach Hunt bereits bei ω_0 beginnende mechanische Resonanzen.

Den größten Einfluß auf ω_0 übt die Masse aus, indem die Resonanz umgekehrt proportional der Wurzel der Masse folgt. Der Elastizitätsmodul besitzt bereits wesentlich geringeren Einfluß (3. Wurzel) und Auflagekraft bzw. Verrundungsradius üben nur einen sehr geringen Einfluß aus (6. Wurzel).

Im Bild 3 sind die Ergebnisse der mit praktischen Daten angestellten Berechnungen eingetragen.

Die Äquivalentmasse der magnetischen Studioabtaster (Variante des Systems 4 M des VEB Funkwerk Zittau) wurde zu etwa 2 mg berechnet. Die gemessenen Resonanzen liegen jedoch so, daß sich eine wirksame Masse von 3,5 ··· 4 mg ergibt. Offenbar tritt bei diesen Systemen bereits der von Hunt vorausgesagte Fall der Vergrößerung der wirksamen Masse ein.

Die Schlußfolgerungen, die sich aus der Lage dieser Resonanzen ergeben, sind außerordentlich wichtig.

Es zeigt sich, daß selbst mit Abtastern geringster Masse (≤ 2 mg) ein fehlerfreies Messen oberhalb 20 kHz nicht möglich ist, da die Rillen-Nadelresonanzen knapp oberhalb 20 kHz liegen, wobei Messungen mit Mikrosaphir auf Kunststoffplatten niedrigere Resonanzen ergeben als solche mit Normalsaphir

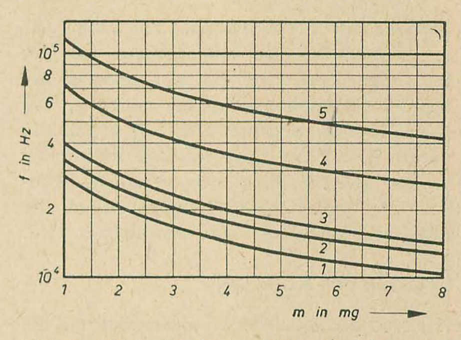


Bild 3: Abhängigkeit der Rillen-Nadelresonanz von der wirksamen Masse des Abtasters

1 Stereosaphir r = 0,015 mm auf Kunststoffplatte, Auflagekraft F = 5 p
2 Mikrosaphir r = 0,025 mm auf Kunststoffplatte, Auflagekraft F = 10 p
3 Normalsaphir r = 0,05 mm auf Kunststoffplatte, Auflagekraft F = 10 p
4 Normalsaphir r = 0,05 mm auf Schellackplatte, Auflagekraft F = 10 p
5 Mikrosaphir r = 0,025 mm auf Kupferplatte, Auflagekraft F = 10 p

auf Schellack (mit üblichen Daten Verschiebung um etwa Faktor 0,7). Durch Erhöhung der Drehzahl ist hier im Gegensatz zum statischen Abspielverlust keine Verbesserung möglich.

Zur Abtastermessung unter speziellen Bedingungen ist es auch hiernach zweckmäßig, Meßplatten aus Kupfer einzusetzen, da die obere Resonanz auf Grund des größeren Elastizitätsmoduls wesentlich höher als bei Verwendung der üblichen Meßschallplatten liegt, Bild 3.

Interessant ist, daß die besten bekannten Abtaster, z. B. Elac, Philips und Ortofon ebenfalls Rillen-Nadelresonanzen um 20 kHz aufweisen, d. h. einmal, daß die z. B. bei Ortofon angegebene Äquivalentmasse von 1 mg bei weitem nicht mit der wirksamen Masse übereinstimmen kann, zum anderen diese Abtaster nicht nennenswert günstiger als der bereits erwähnte magnetische Studioabtaster liegen. Zur Ermittlung der effektiven Masse

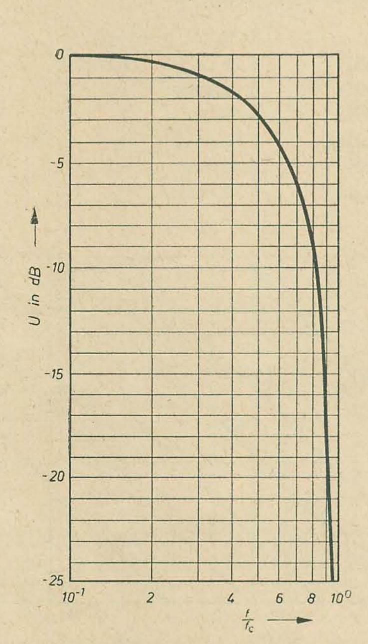


Bild 1: Frequenzabhängigkeit des statischen Abspielverlustes (nach [1])

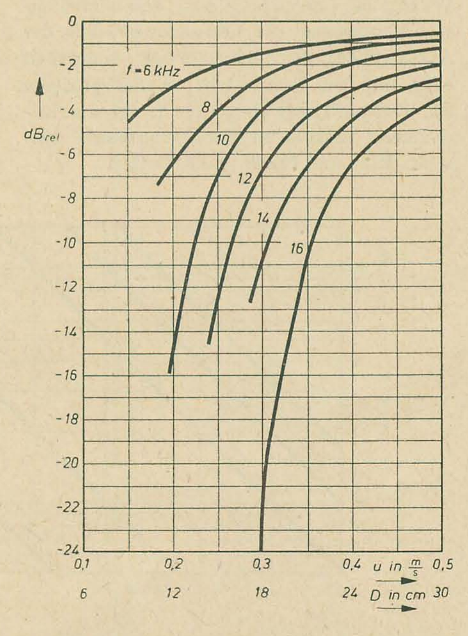


Bild 2: Größe des statischen Abspielverlustes bei Schallplatten 33⅓ U/min (nach [3])

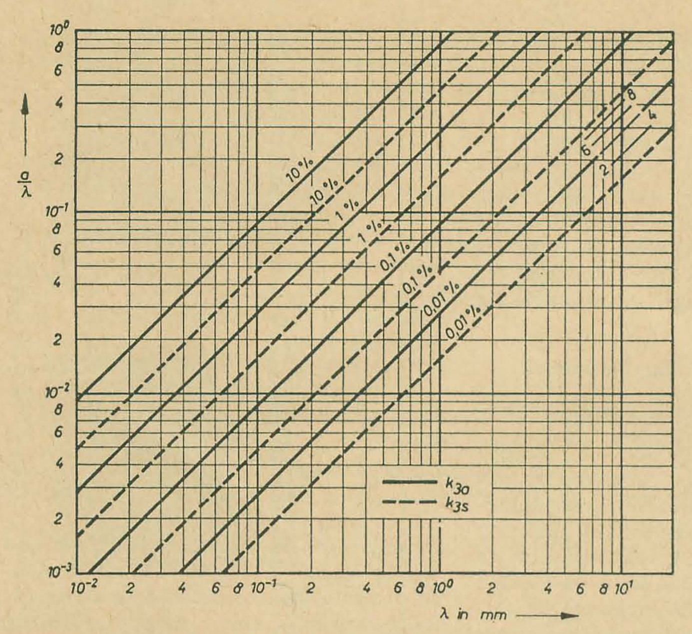


Bild 4: Kurvenscharen zur Bestimmung der nichtlinearen Verzerrungen auf Grund der Abtastgeometrie
Abtaster mit Verrundungsradius der Spitze von 55 μm (wirksam 39 μm)

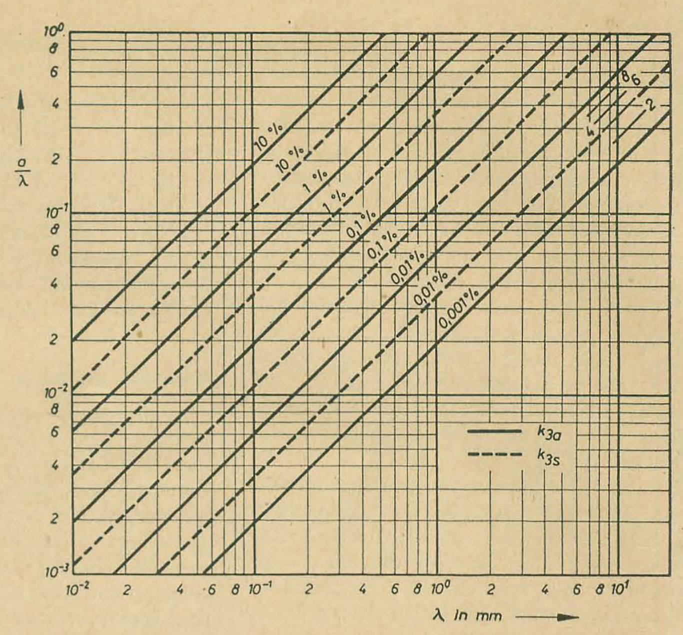


Bild 5: Kurvenscharen zur Bestimmung der nichtlinearen Verzerrungen auf Grund der Abtastgeometrie
Abtaster mit Verrundungsradius der Spitze von 25 μm (wirksam 17 μm)

kann die Rillen-Nadelresonanz auf Grund obiger Zusammenhänge herangezogen werden. Im allgemeinen wird die Eliminierung der Rillen-Nadelresonanz dadurch gelingen, daß Meßplatten mit erhöhter Drehzahl abgetastet werden. Die Rillen-Nadelresonanz muß dabei bei der gleichen Frequenz verbleiben, während der wellenlängenabhängige Anteil des statischen Abspielverlustes wirkungslos wird.

Grenzen der Abtastung

Während der statische Abspielverlust und die Rillen-Nadelresonanz die Abtastung hinsichtlich des Frequenzbereiches begrenzen, bilden die Beziehungen der Abtastgeometrie die Grenzen hinsichtlich der Aussteuerung. Die bei der Abtastung auf Grund des Schnittes mit keilförmigem Stichel und der Abtastung mit kugelförmiger Nadel entstehenden nichtlinearen Verzerrungen können vorausbestimmt werden. Diese sogenannten Spurverzerrungen nehmen u. U. außerordentlich große Werte an, weshalb das Ziel, die Verzerrungen auch bei der Messung des Frequenzganges gering zu halten, nicht ohne weiteres erreicht werden kann.

Die Ausgangsgleichung von Lewis und Hunt [4] lautet:

$$K_3 = \frac{3}{2} \cdot \frac{\pi^2 r^2 v^2 f^2}{u^4}$$

r = Verrundungsradius der Abtastspitze
v = Aussteuerung (Schnelle)
f = Frequenz
u = Tangentialgeschwindigkeit
(Index 3 bei K_3 drückt aus, daß die entstehenden Verzerrungen solche 3. Grades sind.)

Hartmann [2] stellte obige Beziehung etwas um und erhielt für Amplitudenempfänger

$$k_{3a} = \frac{1}{16} (c \cdot a_0 \cdot c \cdot r)^2 \cdot 100 \quad \text{in } \%$$

a_0 = Amplitude

Für Schnelleempfänger ergibt sich auf Grund der Tatsache, daß die Verzerrung bereits an der Nadel entsteht

$$k_{3s} = 3\, k_{3a}.$$

Es ist $c = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Die von Hartmann angegebenen Kurvenscharen zur Bestimmung von k erfordern die jeweilige Ermittlung von $c \cdot a_0$ und $c \cdot r$. Zweckmäßiger ist die weitere Umstellung zur Abspaltung von $\frac{a}{\lambda}$ und $\frac{1}{\lambda}$.

$$k_{3a} = \left(c_a' \cdot \frac{a}{\lambda} \cdot \frac{1}{\lambda}\right)^2$$

$$c_a' = \frac{10}{4} \cdot r \cdot (2\pi)^2$$

$$c_s' = 3 \cdot c_a'$$

Damit wurden Kurvenscharen (Bilder 4 und 5) aufgestellt mit k und r als Parameter. Als Rechenhilfen dienen weiterhin die Kurvenscharen Bilder 6 und 7.

Wichtig bei Berechnungen ist, daß bei Seitenschriftabtastung der Verrundungsradius der Abtastspitze, der üblicherweise angegeben wird, mit dem Faktor $1/\sqrt{2}$ zu multiplizieren ist (Rillenöffnungswinkel 90°!), da der tatsächliche Radius im Berührungspunkt zwischen Rille und Nadel maßgebend ist.

Bei der Abtastung vollführt die Abtastspitze zusätzlich eine vertikale Bewegung. Die Größe dieser Vertikalamplitude ergibt sich zu

$$A_{2a} = \frac{\sqrt{2}}{8} \cdot r \cdot a^2 \cdot \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2,$$

$$A_{2s} = 2 \cdot A_{2a}.$$

Zur Kontrolle wurden einige Meßschallplatten nachgerechnet. Meßschallplatte LB 12 (DIN 45 540) 78 U/min; r = 0,055 mm

	$\hat{v}$ =	k_{3s} =	A_{2s} =
1 kHz	8,7 cm/s	0,006 %	$7 \cdot 10^{-2}$ μm
9 kHz	5,92 cm/s	0,4 %	$3{,}6 \cdot 10^{-2}$ μm
7 kHz	5,92 cm/s	0,3 %	$4{,}2 \cdot 10^{-2}$ μm
5 kHz	6,12 cm/s	0,15 %	$4{,}9 \cdot 10^{-2}$ μm
3 kHz	6,12 cm/s	0,16 %	$4{,}9 \cdot 10^{-2}$ μm

Meßschallplatte LB 14
78 U/min; r = 0,055 mm

	$\hat{v}$ =	k_{3s}
1 kHz	6,33 cm/s	0,003 %
19 kHz	5,92 cm/s	1,5 %
17 kHz	5,92 cm/s	1 %
15 kHz	6,33 cm/s	1 %
13 kHz	6,33 cm/s	0,8 %
11 kHz	6,33 cm/s	0,6 %

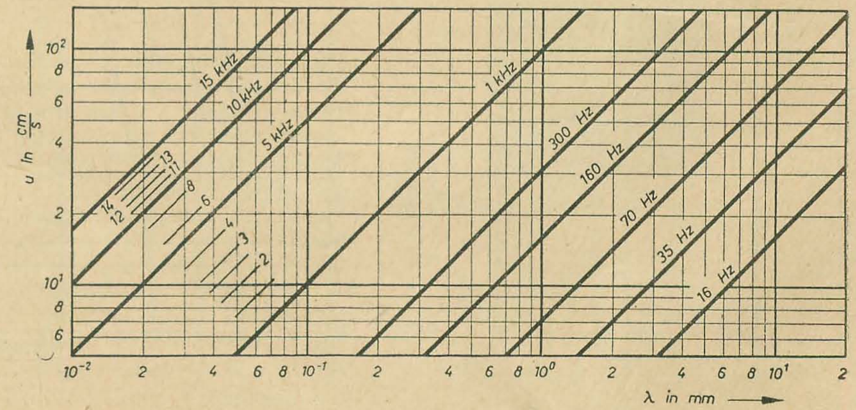


Bild 6: Umfangsgeschwindigkeit u als Funktion der aufgezeichneten Wellenlänge λ. Frequenz als Parameter

Meßschallplatte LB 25
78 U/min; r = 0,055 mm

	$\hat{v}$ =	k_{38} =
1 kHz	8 cm/s	0,004 %
19 kHz	6,5 cm/s	1 %
17 kHz	6,5 cm/s	1 %
15 kHz	6,2 cm/s	1,5 %
13 kHz	6,5 cm/s	0,6 %
11 kHz	6,5 cm/s	0,6 %
9 kHz	6,5 cm/s	0,4 %

Meßschallplatte DGG 99003 B
$33^1/_3$ U/min; r = 0,025

	$\hat{v}$ =	k_{38} =	A_{28} =
1 kHz	4,54 cm/s	0,01 %	$5 \cdot 10^{-2}\,\mu m$
15 kHz	2,96 cm/s	1 %	$2,2 \cdot 10^{-2}\,\mu m$
13 kHz	4,36 cm/s	2 %	$4,7 \cdot 10^{-2}\,\mu m$
11 kHz	4,19 cm/s	1 %	$5,2 \cdot 10^{-2}\,\mu m$
9 kHz	4,1 cm/s	0,8 %	

Meßschallplatte LB 29/1
45 U/min; r = 0,025

	$\hat{v}$ =	k_{38} =
15 kHz	6 cm/s	20 %
10 kHz	6 cm/s	5 %
5 kHz	6 cm/s	0,8 %

Die nachgerechneten Beispiele zeigen, daß die Meßschallplatten nach DIN 45540 nur sehr geringe Spurverzerrungen, selbst bei Verwendung von Saphiren mit 50 μm Verrundungsradius, aufweisen. Die Anschlußplatte bis 19 kHz (LB 14) ist ebenfalls in Ordnung.

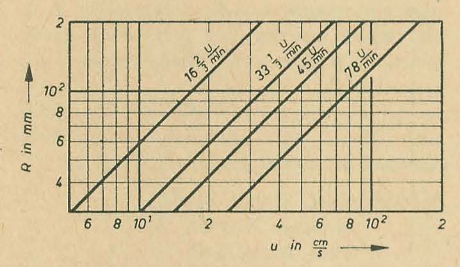


Bild 7: Radius R als Funktion der Umfangsgeschwindigkeit u für Schallplatten mit 78, 45, $33^1/_3$ und $16^2/_3$ U/min

Die Kombination dieser beiden Platten (LB 25) bringt keine Nachteile. Meßschallplatten mit niederen Drehzahlen bereiten größere Schwierigkeiten. Die Verzerrungen können nur, wie das Beispiel der DGG 99003 zeigt, durch geringe Aussteuerung und relativ niedrige Frequenzen für Mikrosaphirabtastung (r = 25 μm) ausreichend niedrig gehalten werden. Die Kontrolle der Vorhaben der LB 29/1 zeigt, daß die vorgesehenen Schnellewerte nicht mehr einwandfrei abgetastet werden können, eine Reduzierung des Pegels war unbedingt erforderlich.
Diese Berechnungen zeigen gleichzeitig, daß es unmöglich ist, Meßschallplatten mit Schneidcharakteristik und Vollaussteuerung zu schneiden.

Zusammenfassung

Die angestellten Untersuchungen brachten Klarheit über die Wechselwirkung von Platte und Abtaster.
Während die durch das Ansteigen der Spurverzerrung gesetzte Grenze im allgemeinen bei der Aufnahme der Meßschallplatten zu beachten ist, müssen statischer Abspielverlust und Rillen-Nadelresonanz stets bei der Messung berücksichtigt werden.
Der statische Abspielverlust ist im wesentlichen abhängig von den Konstanten des Schallplattenmaterials sowie Verrundungsradius und Auflagekraft. Dieser Verlust, der grundsätzlich wellenlängenabhängig ist, bildet für die verschiedenen Plattentypen (Material, Drehzahl und Durchmesser) und Abtasterdaten eine feststehende Grenze. Der Verlust ist bei der oberen Grenzfrequenz unendlich und verringert sich nach niederen Frequenzen zu. Eine Verschiebung durch größere Tangentialgeschwindigkeit nach höheren Frequenzen ist möglich.
Die Rillen-Nadelresonanz wird ebenfalls wieder sehr stark von den Plattenmaterialien beeinflußt, zusätzlich besitzt neben Verrundungsradius und Auflagekraft jedoch auch die bewegte Masse des Abtasters Einfluß. Die Rillen-Nadelresonanz wird oftmals bei Messungen mit der oberen Resonanz des Abtastsystems verwechselt. Die Tangentialgeschwindigkeit besitzt keinen Einfluß.
Die Rillen-Nadelresonanz moderner Systeme liegt bei Kunststoffschallplatten etwa bei 20 kHz und ist durch Veränderung der Abtasterdaten nicht wesentlich höher zu schieben.
Obgleich die Trennung der Einflüsse des statischen Abspielverlustes und der Rillen-Nadelresonanz möglich ist, empfiehlt sich jedoch, die Einstellung der Meßbedingungen so zu wählen, daß die durch den statischen Abspielverlust bestimmte obere Grenzfrequenz etwa 1 Oktave über der Rillen-Nadelresonanz liegt. Dann ergibt die Frequenzgangmessung tatsächlich den Frequenzgang des Abtasters im Zusammenwirken mit dem Schallplattenmaterial.
Bei Kunststoffschallplatten mit $33^1/_3$ U/min liegen sämtliche Grenzen sehr eng beieinander, so daß diese Platten nur in Ausnahmefällen verwendet werden sollten, wenn der Frequenzgang oberhalb 10 kHz untersucht werden soll. Statt dessen müßten Meßschallplatten auf Kunststoffbasis mit 45 oder 78 U/min eingesetzt werden (natürlich mit ausreichend großem Durchmesser).
Bei Stereoabtastern ergeben sich etwas günstigere Verhältnisse hinsichtlich des statischen Abspielverlustes (Beispiel 5), während die Rillen-Nadelresonanz geringfügig verschlechtert wird.
Bei der Angabe der Abtasterfrequenzgänge muß die Angabe der Meßschallplatte und der Drehzahl erfolgen, um Vergleiche zu ermöglichen.
Etwa 1 Oktave unterhalb der Rillen-Nadelresonanz bzw. der oberen Grenzfrequenz ist der Einfluß des Plattenmaterials und der Drehzahl praktisch nicht mehr vorhanden.
Wie an Beispielen gezeigt wurde, sind die auf dem Markt befindlichen Platten hinsichtlich der bei der Abtastung entstehenden Verzerrungen — unter Berücksichtigung des vorgesehenen Verwendungszwecks — nahezu optimal ausgelegt.

Literatur

[1] Hunt: Stylus-Groove Relations in the Phonograph Playback Procress; Acustica Vol. 4 No. 1 S. 33 ··· 35 (Übers.)

[2] Hartmann: Verzerrungen bei der Schallplatten-Abtastung und ihre Berücksichtigung bei der Messung an Tonabnehmern; radio mentor 9 (1955) S. 541 ··· 543

[3] Kerstens: Mechanische Vorgänge bei der Hochtonwiedergabe von Tonabnehmern; Philips Technische Rundschau 18. Jg. Nr. 3 S. 94 ··· 102

[4] Lewis and Hunt: A Theory of Tracing Distortion in Sound Reproduction from Phonograph Records; J.A.S.A. Vol. 12 January 1941 S. 348 ··· 365 (Übers.)

[5] Braunmühl und Weber: Einführung in die angewandte Akustik; S. Hirzel, Leipzig, 1936

Halbleiterregler für Kraftfahrzeuge

Jedes Kraftfahrzeug besitzt einen herkömmlichen Regler für das Zusammenarbeiten von Lichtmaschine und Akkumulator. Dieser besteht aus dem Spannungsregler, dem Stromregler und dem Rückstromschalter und besitzt in der üblichen Konstruktion elektromagnetische Bauelemente.
Der neue Halbleiterregler enthält vier Transistoren und zwei Dioden. Den Spannungsregler bilden zwei Transistoren und eine Zenerdiode. Durch einen der beiden Transistoren wird der Strom im Feld der Lichtmaschine geregelt. Der zweite Transistor dient dem Vergleich der an der Zenerdiode abfallenden Normalspannung und der von der Lichtmaschine gelieferten Spannung. Durch einen temperaturabhängigen Widerstand im Vergleichsspannungsteiler läßt sich die Temperaturabhängigkeit der Halbleiterbauelemente dieses Reglerteiles kompensieren. Der temperaturabhängige Widerstand ermöglicht zwar keine vollständige Kompensation bei allen auftretenden Temperaturen, jedoch sind die betreffenden Abweichungen für die Praxis durchaus zulässig. Der dritte Transistor und die zweite Diode bilden gemeinsam den Stromregler, dabei übernimmt die Siliziumdiode die Funktion des Rückstromschalters. Durch das Zusammenwirken von Transistor und Siliziumdiode wird eine relative Temperaturkompensation im Stromregler erreicht. Der Einsatz der Siliziumdiode hat gegenüber dem normalen Rückstromschalter den Vorteil, daß dieser bei einem viel kleineren Rückstrom anspricht, als dies bei den bisher üblichen elektromagnetischen Rückstromschaltungen der Fall war. Der Halbleiterstromregler hält den Sollstrom von 35 A in einem Umdrehungszahlbereich der Lichtmaschine von 500 ··· 3000 U/min auf 3 A konstant.
Es wird in diesem Zusammenhang von einer grundsätzlichen Schaltung gesprochen, von der Varianten möglich sind, mit denen die Regeltoleranzen noch weiter herabgesetzt werden können.
Diese Schaltung erscheint deshalb so interessant, da durch die aktiven Elemente (Transistoren und Dioden) der herkömmliche Regler, der, wie bereits erwähnt, aus elektromagnetischen und elektromechanischen Bauelementen besteht, ersetzt werden kann, um Störanfälligkeiten damit zu beseitigen.

Aus electronics Februar (1960) S. 52 ··· 54

DIE INTERESSANTE PLATTE

Vor über einem Jahr hatten wir bereits die Absicht geäußert, ebenso wie verschiedene andere Fachzeitschriften bestimmte Schallplatten auszuwählen und zu besprechen. Das Unterfangen erwies sich jedoch als weit schwieriger, als wir angenommen hatten. Das Hauptproblem bestand darin, einen Fachmann zu finden, der sowohl über den musikalischen Inhalt als auch über die technische Ausführung der Schallplatte mit Kompetenz etwas aussagen konnte. Ferner galt es, den VEB Deutsche Schallplatten — der schon einer großen Zahl Zeitschriften aller Art Besprechungsplatten zur Verfügung stellt und dies naturgemäß nur in einem begrenzten Umfang tun kann — davon zu überzeugen, daß es auch für ihn sinnvoll ist, wenn in einer technischen Fachzeitschrift wie radio und fernsehen Schallplattenbesprechungen erscheinen. Wir glauben jedoch, heute beide Probleme als gelöst bezeichnen zu können und möchten an dieser Stelle dem VEB Deutsche Schallplatten noch einmal ganz besonders für sein Verständnis und sein Entgegenkommen unseren Dank aussprechen.

Der VEB Deutsche Schallplatten bringt im Monat etwa 30 ··· 40 Neuaufnahmen (einschließlich Tanzplatten) auf den Markt. Selbstverständlich können wir nicht alle besprechen; wir müssen also eine Auswahl treffen. Der Charakter dieser Auswahl wird bereits weitgehend durch die Tatsache festgelegt, daß wir im Monat etwa 2 oder 3 Platten besprechen können. Daher scheidet von vornherein der Versuch aus, eine solche Auswahl zu treffen, die alle Musikgattungen repräsentativ umfaßt. Wir wollen uns vielmehr — siehe unseren Titel — auf die musikalisch und technisch interessanten Aufnahmen beschränken. Darunter werden sich naturgemäß nur wenig Tanzplatten befinden; andererseits steht die Musikproduktion in unserer Republik auf einem so hohen Niveau, daß es uns in jedem Fall schwer genug fallen wird, die Aufmerksamkeit unserer Leser jeweils auf die künstlerisch und technisch wertvollsten Aufnahmen zu lenken. Sicher werden wir dabei im Anfang Fehler machen; um so dankbarer werden wir für Ihre kritischen Hinweise sein.

Bedrich Smetana (1824—1884)
Aus „Die verkaufte Braut"

„Mit der Mutter sank zu Grabe"
„So find' ich dich . . ."

„Die verkaufte Braut" hat längst die Welt erobert. Sie ist vom Spielplan deutscher Bühnen genauso wenig wegzudenken wie die gängigen deutschen Spielopern, obwohl es die tschechische Oper ist, bei der in jedem Takt die Folklore mitschwingt. Das aus dieser Oper im Rundfunk am häufigsten gesendete Stück ist wohl das Duett Kezal-Hans. Um so erfreulicher ist es, daß der Verlag „Deutsche Schallplatten" auf drei Platten M 45 eine Reihe anderer Chor- und Soloszenen herausgebracht hat, von denen zwei Duette vorliegen („So find' ich dich Geliebte hier" und „Mit der Mutter sank zu Grabe").
Die im erstgenannten Teil mehrfach vorkommenden zum Teil recht starken Stimmungswechsel wurden vom Dirigenten mit feinem Einfühlungsvermögen lebensecht herausgearbeitet, von den Solisten überzeugend dargeboten und vom Tonmeister durch geschicktes Ausnutzen der Dynamik unverfälscht in die Aufnahme eingearbeitet. Dieses Stück überrascht durch ungewöhnlich hohe Wirklichkeitstreue des gesamten Klangbildes.
Das zweite Duett steht — musikalisch betrachtet — in scharfem Kontrast zum ersten. Bei aller Eigenheit der böhmischen Musikkultur ist es doch in seinem Charakter vergleichbar mit den Gesängen Michaela's und Don Jose's aus der Oper Carmen.
Wie dort verschmelzen hier die beiden Stimmen zu einer, wobei das Orchester stets diskret im Hintergrund bleibt. Auch technisch ist der Schnitt sehr gut. Dynamikkorrekturen sind bei dieser Seite der Aufnahme nicht zu bemerken, vermutlich auch gar nicht erforderlich gewesen.

Bei beiden Seiten der Platte ist das Nadelgeräusch nur in den Pianoteilen und bei sehr hoher Verstärkung zu hören. Höhen und Tiefen erscheinen in gehörrichtigen Proportionen.

Solisten: Anny Schlemm, Sopran
Walter Ludwig, Tenor

Sinfonieorchester des Bayerischen Rundfunks
Dirigent: Fritz Lehmann

Johann Sebastian Bach (1685—1750)
Aus der h-moll-Messe BWV 232

„Et in unum Dominum"
„Et in Spiritum sanctum Dominum"

Einer der größten Humanisten unserer Zeit, Albert Schweitzer, selbst Organist und ein hervorragender Bach-Kenner, schrieb über dieses Werk: „Das Wesen der h-moll-Messe ist ergreifende Erhabenheit." Eine kürzere gleichwertige Formel für dieses Werk ist kaum denkbar. Daher müssen einzelne kurze Stücke, insbesondere aber die hier vorliegenden Soli, dem schwer verständlich bleiben, der sie allein hört, ohne das Werk selbst zu kennen; der also nicht weiß, in welchen Rahmen sie hineingefügt sind.
Nimmt man dennoch die kleinen Proben fürs Ganze, so wird daraus für den Freund der ernsten Muse eine Empfehlung.
Der gerade auf der Kirchenmusik erfahrene und daher geschätzte Dirigent führt das Ensemble leicht und zügig, und die Solisten folgen mit warmer dennoch überaus klarer Stimme dem strengen Rhythmus.
Die Aufnahme ist sauber und ohne hörbare nichtlineare Verzerrungen. Obwohl die Stücke an den Tonmeister keine allzu hohen Forderungen stellen, sei besonders die Transparenz hervorgehoben, die der speziellen Technik, Musik aus der Zeit des Barock darzubieten, in eindrucksvoll verstärkender Weise gerecht wird.
In Anbetracht des spezifischen Charakters einer Messe wäre allerdings etwas mehr Nachhall erwünscht gewesen.

Solisten: Maria Stader, Sopran
Sieglinde Wagner, Alt
Theo Adam, Baß

Staatskapelle Dresden

Dirigent: Rudolf Mauersberger

Drachsel

*

. . . Im übrigen gestatten wir uns die Anfrage, wann der VEB Deutsche Schallplatten moderne Aufnahmen von dem Volkssänger Ernst Busch herausbringen wird.

D. Red.

Wechselsprechen über Lichtnetz

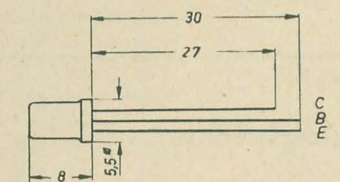
Bei einer neuen tragbaren Wechselsprecheinrichtung für den Privatbedarf werden zur Übertragung der Niederfrequenzsignale keine zusätzlichen Leitungen gebraucht. Zur Signalübertragung werden bereits vorhandene Netzleitungen verwandt. Die Signalanschlüsse der mit Transistoren bestückten Wechselsprechanlage werden also einfach mit der Neztsteckdose verbunden. Inwieweit die von der General Electric entwickelten Geräte dem VDE entsprechen, ist leider nicht bekannt.

Der Stromverbrauch einer solchen Wechselsprechanlage soll geringer als der einer elektrischen Klingel sein. Die in ein Polystyrolgehäuse eingebauten Geräte sind etwa 18 × 18 × 12,5 cm groß und wiegen 1 kp. Der eingebaute 10-cm-Lautsprecher dient sowohl als Mikrofon als auch zur Sprachwiedergabe. Die Geräte werden lediglich mit einem Lautstärkeregler und einem Umschalter für „Hören" oder „Sprechen" bedient.
Eine automatische Regelung der Lautstärke sorgt für eine ausreichend gleichmäßige Wiedergabe. Leider waren keine näheren Angaben über den praktischen Einsatz und über die wirkliche Zweckmäßigkeit einer derartigen Wechselsprechanlage zu erhalten.

OC 870 Germanium-pnp-Flächentransistor (vorläufige Daten)

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.



Abmessungen

Verwendung

NF-Vorstufenverstärker mit hohen Anforderungen an die Grenzfrequenz, Oszillator- und Multivibratorschaltungen.
Der Flächentransistor OC 870 löst den Typ OC 813 ab.

Kenndaten

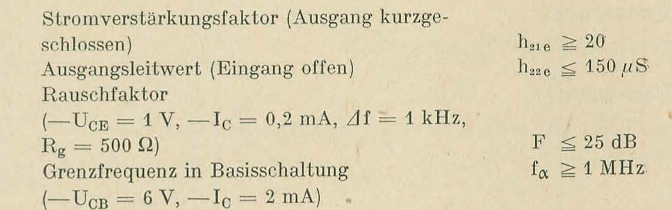
Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25\ °C$ angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom ($-U_{CB} = 6\ V$; $I_E = 0$) $-I_{CBO} \leqq 15\ \mu A$
($-U_{CE} = 6\ V$; $I_B = 0$) $-I_{CEO} \leqq 800\ \mu A$

Dynamische Meßwerte Meßfrequenz $f = 1\ kHz$

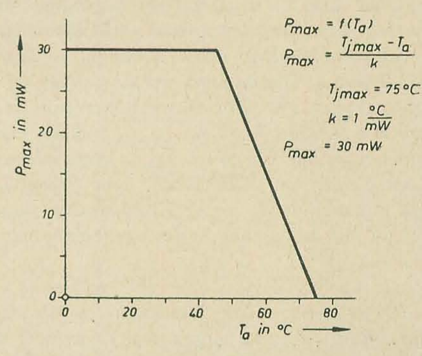
Emitterschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6\ V$, $-I_C = 2\ mA$)
Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen) $h_{11e} \leqq 5\ k\Omega$
Spannungsrückwirkung (Eingang offen) $h_{12e} \leqq 30 \cdot 10^{-4}$



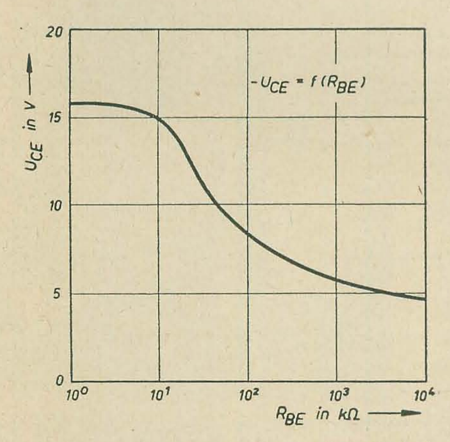
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen) $h_{21e} \geqq 20$
Ausgangsleitwert (Eingang offen) $h_{22e} \leqq 150\ \mu S$
Rauschfaktor
($-U_{CE} = 1\ V$, $-I_C = 0{,}2\ mA$, $\Delta f = 1\ kHz$, $R_g = 500\ \Omega$) $F \leqq 25\ dB$
Grenzfrequenz in Basisschaltung
($-U_{CB} = 6\ V$, $-I_C = 2\ mA$) $f_\alpha \geqq 1\ MHz$

Grenzwerte

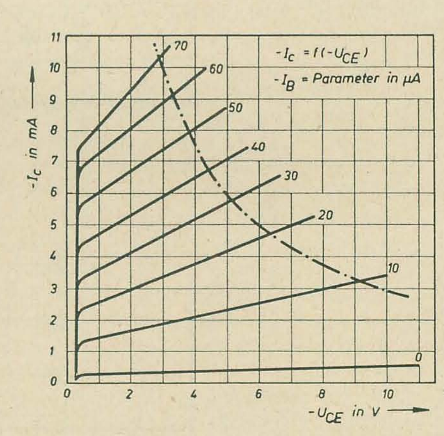
Verlustleistung	$P_{max} = f(T_a)$ (siehe Diagramm)
Kollektorspannung	$-U_{CE\,max} = f(R_{BE})$ (siehe Diagramm)
	$-U_{CB\,max} = 15\ V$
Kollektorstrom	$-I_{C\,max} = 15\ mA$
Wärmewiderstand	$k = 1\ °C/mW$
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max} = 75\ °C$



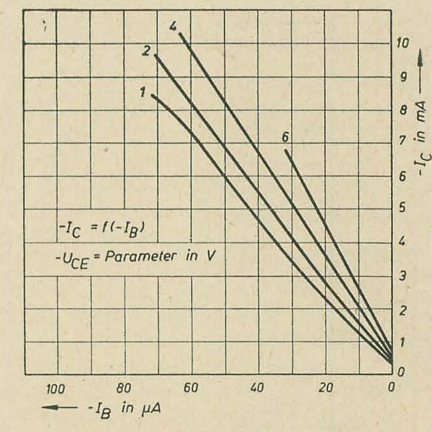
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur



Abhängigkeit der maximal zulässigen Kollektorspannung vom Eingangsabschlußwiderstand



Kennlinienfeld in Emitterschaltung

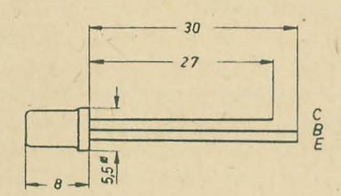


$-I_c = f(-I_B)$ in Emitterschaltung

OC 871 Germanium-pnp-Flächentransistor (vorläufige Daten)

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.



Abmessungen

Verwendung

Transistor für ZF-Verstärkerstufen

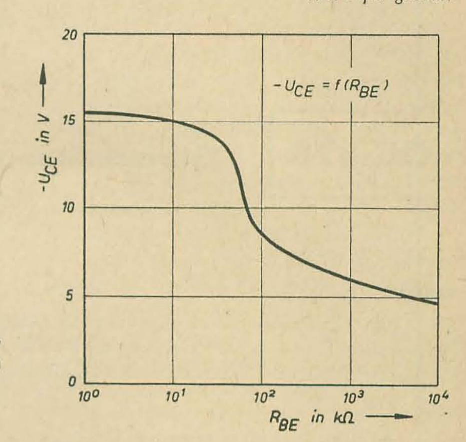
Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25\ °C$ angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom ($-U_{CB} = 6$ V, $I_E = 0$) $-I_{CBO} \leq 10\ \mu A$
($-U_{CE} = 6$ V, $I_B = 0$) $-I_{CEO} \leq 800\ \mu A$
($-U_{CE} = 6$ V, $R_{BE} = 0$) $-I_{COK} \leq 30\ \mu A$

Wird fortgesetzt



Abhängigkeit der maximal zulässigen Kollektorspannung vom Eingangsabschlußwiderstand

OY 120, OY 122, OY 123 Germanium-Leistungsgleichrichter

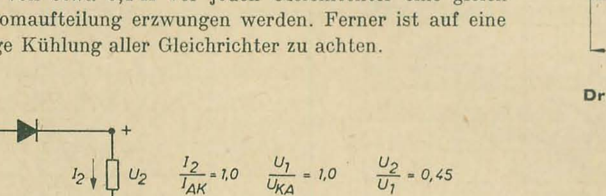
Fortsetzung von Heft 7 (1961)

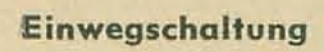
Schaltungshinweise

Ist im Augenblick des Einschaltens bei Belastung mit Gegenspannung die Gegenspannung noch nicht vorhanden oder wird der Kondensator in jeder Periode stark entladen, so können hohe Stromspitzen auftreten. Durch einen Schutzwiderstand oder eine Schutzdrossel in Reihe mit dem Gleichrichter müssen die Einschaltstromspitzen auf den Wert $I_{AKimp\,max}$ und die periodischen Nachladestromspitzen auf den Wert $I_{ak\,max}$ begrenzt werden. Bei induktiver Last können am Gleichrichter hohe Spannungsspitzen entstehen. Sie können durch einen Kondensator parallel zum Gleichrichter auf die maximale Spitzensperrspannung begrenzt werden.

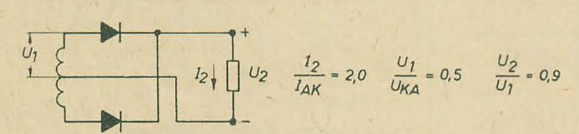
Bei Reihenschaltung von Gleichrichtern ist durch einen Ohmschen Spannungsteiler parallel zu den Gleichrichtern für eine gleichmäßige Spannungsaufteilung zu sorgen. Der Querstrom durch den Spannungsteiler soll das fünf- bis zehnfache des Gleichrichtersperrstromes betragen.

Bei Parallelschaltung von Gleichrichtern muß durch einen Vorwiderstand von etwa 0,1 Ω vor jeden Gleichrichter eine gleichmäßige Stromaufteilung erzwungen werden. Ferner ist auf eine gleichmäßige Kühlung aller Gleichrichter zu achten.

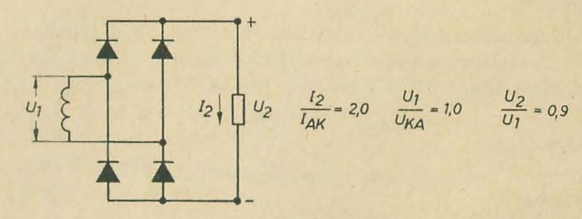




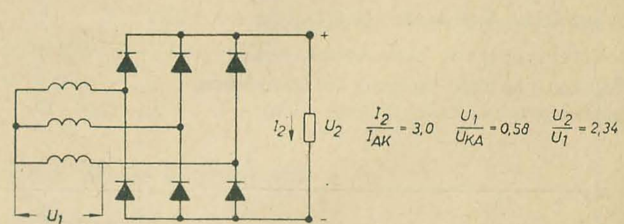
Einwegschaltung



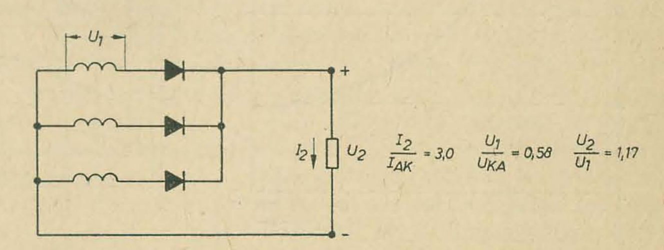
Mittelpunktschaltung



Brückenschaltung



Drehstrom-Brückenschaltung



Sternschaltung

Tonbandgerät mit Batterieantrieb

HANS-JOACHIM KÖPNICK

Das Betriebsfunkstudio des Fischkombinates Rostock besitzt seit einiger Zeit ein KM-Gerät vom VEB Werk für Fernmeldewesen Berlin. Dieses Gerät wurde in radio und fernsehen bereits eingehend besprochen. Trotz vieler Bemühungen (Einbau eines neuen Motors, Umbau der Kassetten) gelang es nicht, Gleichlauf zu erzielen. Die Aufnahmen waren meistens unbrauchbar. Da im Handel kein anderes Gerät zu erhalten war, stand die Aufgabe, ein Gerät selbst zu bauen.

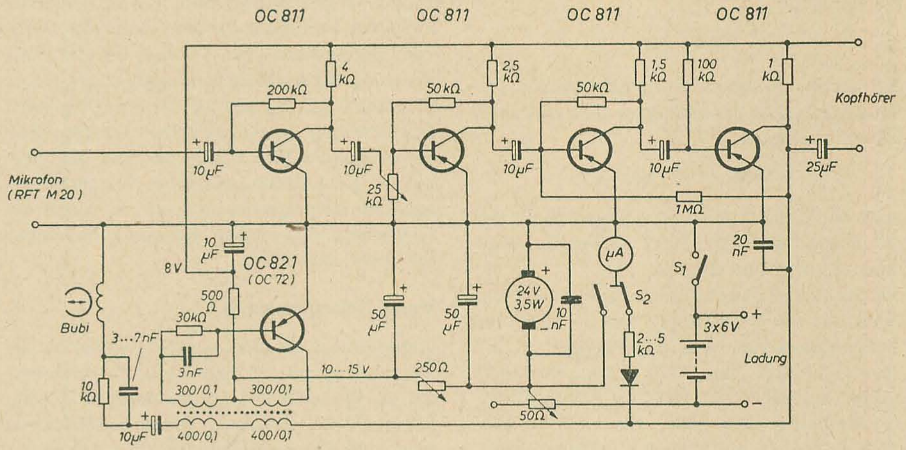
Im Verstärkerteil und im HF-Generator kamen wegen des geringen Stromverbrauches und der günstigen Spannung nur Transistoren in Frage. Als Bandgeschwindigkeit zur Erreichung einer guten Qualität wurde 19,05 cm/s gewählt. Die mechanischen Teile wurden einem alten Gerät BG 19 entnommen.

Die Aufgabe des Laufwerkes ist es, das Band mit konstanter Geschwindigkeit am Tonkopf vorbeizuführen. Bei einer Wechselstrommaschine läßt sich dieses Problem recht einfach durch einen Synchronmotor erfüllen. Da aber bei einer Batteriespeisung diese Möglichkeit fortfällt, kam als Antriebsmotor nur ein Kollektormotor in Frage. Es wurde ein 24-Volt-Typ (GNP 1/3,5), mit 6000 U/min und einer Leistung von 3,5 W verwendet. Da er jedoch die Energie stoßweise über den Kollektor der Batterie entnimmt, tritt auch ein stoßweises Drehmoment auf, welches durch eine Schwungmasse abgefangen wurde. Die Schwungmasse wurde aus dem KM-Gerät entnommen. Als Tonrolle wurde die Achse eines Potentiometers verwendet; es ist hier besonders auf Rundlauf zu achten. Diese Achse hat eine Stärke von 6 mm und kann somit durch eine Madenschraube mit der Schwungmasse verbunden werden. Die Lagerböcke wurden aus dem BG 19 verwendet. Der erste Lagerbock diente zur Aufnahme der Tonrolle mit Schwungmasse und der zweite zum Aufwickeln des Tonbandes. Das Antriebsrad für die Tonrolle wurde fest auf der Schwungmasse montiert. Da die Mitnahme beim Aufwickellager möglichst lastunabhängig sein muß, wurden die Federn entfernt und auf der Achse eine Scheibe fest montiert. Auf dieser Scheibe läuft lose das Antriebsrad, welches über eine Gummipese gleichzeitig die Tonrolle antreibt. Die auf der Achse befestigte Scheibe wurde mit einem kleinen Lederläppchen belegt und ergibt somit eine lastunabhängige Rutschkupplung. Als Antriebsriemen wurde eine Gummipese von der Bandzähluhr des Diktina verwendet. Als Aufwickellager wurde der Spulenteller des Rückwickellagers (BG 19) fest aufgeschraubt, die ehemalige Rutschkupplung entfällt also. Der Spulenteller des Aufwickellagers wurde fest auf dem Abwickellager montiert. Hier kann jedes einwandfrei laufende Lager verwendet werden, da es das Band nur lose abspulen soll. Die Lastunabhängigkeit läßt sich nur erreichen, wenn eine möglichst konstante Bremsung vorhanden ist, die an einer Stelle wirken muß, an der der Tonträger eine gleichförmige Bewegung hat. Da der Tonkopf durch zwei Umlenkstifte vom Tonmeister die Höhenführung erhielt, wurde das Band vor dem Tonkopf am Umlenkstift durch einen Federhebel, der mit Leder beklebt wurde, gebremst. Die Bremsung läßt sich durch Verstellen der Feder einstellen.

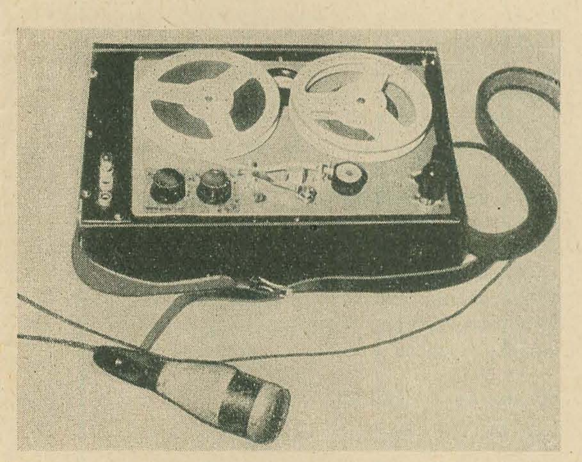
Beim Einlegen des Bandes muß die Gummiandruckrolle von Hand abgehoben werden. Normalerweise ist es natürlich nicht üblich, daß Tonrolle und Andruckrad auch bei ausgeschaltetem Gerät in Andruck sind. Da der Andruck der Rolle so gering wie möglich gehalten wurde und eine Rolle mit verhältnismäßig unempfindlichen Belag verwendet wurde, traten keine Schwierigkeiten auf.

Zur Stromversorgung des Gerätes wurden drei gasdichte NK-Sammler von je 6 V 1 A verwendet (Koffergerät Stern 1). In Reihenschaltung ergeben diese Batterien eine Spannung von 18 V und können laut Hinweis vom Herstellerwerk 10 h mit 0,1 A entladen werden. Durch Verwendung des 24-V-Motors fließen etwa 200 mA. Bei 200 mA Entladestrom arbeitet die Batterie noch einwandfrei. Über einen Widerstand von 50 Ω (Entbrummer) können Spannung und Geschwindigkeit für den Motor nachgeregelt werden. Der Motor wird wegen der hohen Laufgeräusche nur mit etwa 15 ··· 18 V betrieben. Auf der Motorachse wurde eine Riemenscheibe von 5 mm ∅ montiert. Gleichzeitig gleicht eine Siebkette die Schwankungen der Spannung, die durch den Kollektor des Motors entstehen, aus, so daß am Verstärker eine saubere Spannung zur Verfügung steht. Die Pegeleinstellung erfolgt mit Hilfe eines Potentiometers hinter der ersten Stufe. Über ein RC-Glied wird der Sprechstrom dem Tonkopf zugeführt. Gleichzeitig wird er durch den HF-Übertrager mit Vormagnetisierungsstrom versorgt. Der Übertrager wurde auf einen 4-Kammerkörper mit HF-Eisenkern gewickelt. Kammer 1 und 4 je 300 Windungen, Kammer 2 und 3 je 400 Windungen (0,1 CuL). Die erzeugte HF reicht nur für die Verwendung von Tonbändern des Typs C.

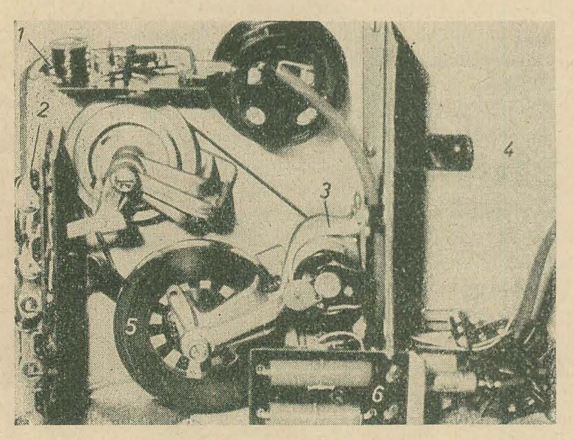
Größe und Gewicht konnten trotz der verhältnismäßig großen Bauteile und Tonbänder (Toni 190 m) noch geringer gehalten werden als bei dem oben angeführten KM-Gerät. Die Laufzeit von 2 × 15 Min dürfte in den meisten Fällen auch ausreichen. Auf eine Abhörmöglichkeit wurde verzichtet, da die Bänder im Studio doch umgeschnitten werden müssen.



Schaltung des selbstgebauten Tonbandgerätes



Gesamtansicht des Gerätes



Innenansicht des Gerätes, 1) HF-Generator, 2) NF-Verstärker, 3) Motor, 4) Raum für Batterien, 5) Schwungmasse, 6) Siebkette

Geregeltes Hochspannungsgerät hoher Konstanz

Dipl.-Ing. JOACHIM DUBRAU
Mitteilung aus der Abt. Meßtechnik, Fakultät Kerntechnik der TH Dresden

Photovervielfacher finden in der Kernphysik und Kerntechnik in der Form des Szintillationszählers eine immer breitere Anwendung. Zu ihrem Betrieb ist eine gut stabilisierte Hochspannung erforderlich, da die Verstärkung dieser Sekundärelektronenvervielfacher sehr stark von der Speisespannung abhängt.

Nach Hartmann [1] besteht zwischen dem Vervielfachungsfaktor M und der Betriebsspannung U die Beziehung:

$$dM/M = c \cdot n \cdot dU/U.$$

Darin sind: n die Dynodenzahl des Vervielfachers und

c eine Konstante $\sim 0{,}7$.

Bei der in Photovervielfachern üblichen Dynodenzahl (etwa 12) kann man als Näherungsformel annehmen

$$dM/M \approx 10 \cdot dU/U.$$

Man sieht, daß Hochspannungsänderungen mit ihrem zehnfachen Wert als Verstärkungsänderung wirksam werden.

Für einfache Zählratenmessungen genügt eine Konstanz der Verstärkung von 2 ··· 5% und dementsprechend eine Hochspannung mit einer Stabilität von 0,2 ··· 0,5%. Erheblich höhere Anforderungen stellt die Szintillationsspektrometrie. Die dabei verwendeten Verstärker und Amplitudenanalysatoren erreichen eine Stabilität von 0,2%/8 h. Will man diese Genauigkeit ausnutzen, so muß man eine Hochspannung mit einer Konstanz von besser als 0,02%/8 h einsetzen. Diese Konstanz ist auch notwendig, wenn man genaue Untersuchungen der zeitlichen Konstanz und der Zählratenabhängigkeit der Verstärkung von Photovervielfachern vornehmen will.

Von den in der Literatur veröffentlichten Geräten genügen drei diesen Anforderungen: das Gerät von Higinbotham [2], das Gerät von Sanin und Sergejew [3] und das Gerät von O'Toole [4]. Da die beiden letzteren Geräte in ihrer Konzeption auf spezielle Koronastabilisatoren zugeschnitten sind, die in der DDR nicht zur Verfügung stehen, wurde das Gerät von Higinbotham als Vorbild für die Entwicklung eines Hochspannungsgerätes hoher Konstanz genommen. In der nachfolgenden Beschreibung des entwickelten Gerätes, dessen Schaltbild Bild 1 zeigt, werden die allgemeinen Grundlagen geregelter Netzgeräte als bekannt vorausgesetzt und nur die durch die Forderung nach hoher Konstanz bedingten Probleme behandelt.

Vergleichsspannung

Kernproblem derartig stabiler Geräte ist die Vergleichsspannung. Ihre Stabilität muß besser als die geforderte Gesamtstabilität sein. Higinbotham benutzte Glimmstabilisatoren vom Typ 5651 ($\sim$ StR 85/10), die nach in der Literatur veröffentlichten Messungen eine Konstanz von $< 10^{-4}/100$ h aufweisen [2, 5]. Sanin, Sergejew und O'Toole setzten Koronastabilisatoren ein. Der von Sanin und Sergejew verwendete Typ СГ—7С hat eine Brennspannung von 380 V bei einem Querstrom von nur 5 μA. Die Stabilität beträgt $2 \cdot 10^{-4}/24$ h.

In direktem Zusammenhang mit der Vergleichsspannung stehen noch die durch Kontaktpotentialschwankungen und Arbeitspunktverschiebungen verursachten Störungen an den Eingängen des Regelspannungsverstärkers, die sich zu den Schwankungen der Vergleichsspannung addieren. Diese Störspannungen zwischen Gitter und Katode einer Röhre zeigen über längere Zeiten Änderungen von maximal 0,1 V. Setzt man einen Differenzverstärker ein, so erreicht man infolge der meist gleichsinnigen Änderungen eine Verbesserung um den Faktor 4. Die verbleibenden 25 mV Eingangsspannungsschwankung bestimmen in Verbindung mit der geforderten Stabilität die minimale Größe der Vergleichsspannung. Bei den angegebenen Schwankungen und einer geforderten Konstanz von 10^{-4} muß die Vergleichsspannung demnach mindestens 250 V betragen.

In der DDR steht mit dem hochkonstanten Stabilisator StR 85/10 ein dem internationalen Stand dieser Art entsprechender Stabilisator zur Verfügung. Koronastabilisatoren der geforderten Konstanz werden nicht gefertigt. Aus diesem Grunde wurde die Vergleichsspannung analog zum Gerät Higinbothams durch eine Reihenschaltung dreier Stabilisatorröhren StR 85/10 erzeugt. Da der benötigte Querstrom von mindestens 4 mA den Hochspannungsgleichrichter zu stark belasten würde, wurde zur Speisung dieser Stabilisatoren ebenfalls ein geregeltes Netzgerät für 500 V vorgesehen.

Spannungseinstellung

Ein übliches Verfahren zur Spannungseinstellung ist die Verschiebung des Abgriffes a (siehe Bild 2) z. B. durch ein Potentiometer. Die Ausgangsspannung ist dabei nicht linear von der Stellung des Schleifers des Potentiometers abhängig, so daß eine Anzeige der Ausgangsspannung durch eine entsprechende Eichung der Potentiometerstellungen Schwierigkeiten bereitet. Die Spannungseinstellung erfolgt daher meist nach einem Instrument. Diese Methode ist jedoch bei höheren Spannungen und vor allem bei der geforderten Stabilität unvorteilhaft, da zusätzlich zum Spannungsteiler ein hochohmiger Widerstand der geforderten Konstanz und Genauigkeit als Instrumentenvorwiderstand benötigt wird, wenn man nicht bei der Spannungseinstellung auf die dem Gerät eigene hohe Genauigkeit und Reproduzierbarkeit verzichten will. Daher wird in solchen Fällen die Spannungsanzeige zweckmäßigerweise mit der Spannungseinstellung gekoppelt. Hält man den Spannungsteilerstrom I_T konstant, indem man bei

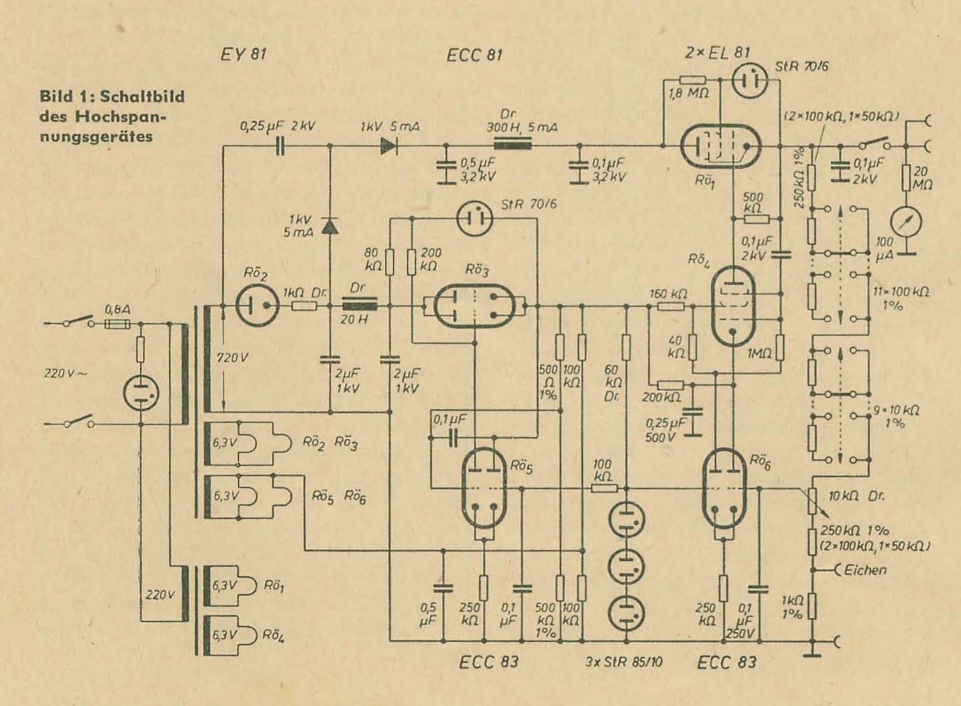


Bild 1: Schaltbild des Hochspannungsgerätes

konstanter Vergleichsspannung R_2 unverändert läßt, so ergibt sich ein linearer Zusammenhang zwischen dem Gesamtwiderstand des Spannungsteilers und der Ausgangsspannung:

$$I_T = U_V/R_2 = \text{konst.}$$

$$U_a = R_{ges} \cdot I_T = R_{ges} \cdot \text{konst.}$$

Darin bedeuten: U_V die Vergleichsspannung, I_T den Teilerstrom und R_{ges} die Widerstände $R_1 + R_2$.

Beträgt der Spannungsteilerstrom z. B. 1 mA, so bewirkt jede Vergrößerung oder Verkleinerung von R_1 um 1 kΩ eine Erhöhung oder Absenkung der Ausgangsspannung um 1 V. Zu berücksichtigen ist dabei noch die zur Aussteuerung des Regelverstärkers notwendige Änderung des Teilerstromes zur Erreichung des neuen Arbeitspunktes. Auf diesen Einfluß wird bei der Behandlung des Regelspannungsverstärkers noch eingegangen.

Die gleichen Anforderungen, die im Hinblick auf die Konstanz an die Vergleichsspannung gestellt werden, werden auch an das Teilerverhältnis des Spannungsteilers gestellt. Higinbotham setzte als Spannungsteilerwiderstände Präzisionsdrahtwiderstände ein. Die Spannungseinstellung erfolgte in Grobstufen zu 100 V durch die Zu- bzw. Abschaltung von 100-kΩ-Widerständen und die Feineinstellung durch ein 100-kΩ-Wendelpotentiometer mit einer Linearität von besser als 1%. Er erreichte so eine Einstellgenauigkeit der Spannung von 1 V. Bei 1 kV Ausgangsspannung entspricht das einer Genauigkeit von 10^{-3}. Dieses Verfahren wurde auf Grund seiner Vorzüge ebenfalls übernommen. Verwendet wurden Borkohleschichtwiderstände der Kl. A mit 1% Genauigkeit aus der Versuchsproduktion des VEB WBN, Teltow[1]).

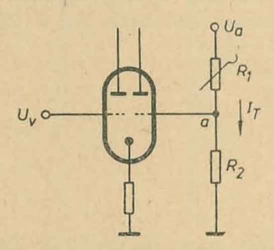


Bild 2: Prinzipschaltbild des Spannungsteilers

Der gesamte Spannungsteiler ist bis auf zwei zur Feinreglung bzw. zur Anbringung des Abgriffes bei etwa 250 kΩ unterteilte Widerstandswerte aus mit 2 W belastbaren 100-kΩ-Widerständen aufgebaut. Um einen konstanten Temperaturkoeffizienten bei allen Teilen des Spannungsteilers zu erhalten, wurde die Feinreglung ebenfalls durch einen Stufenschalter mit 10-kΩ-Widerständen vorgenommen. Durch den annähernd gleichen Temperaturkoeffizienten aller Spannungsteilerwiderstände bleibt die Änderung des Teilerverhältnisses vernachlässigbar gegenüber der Änderung der Brennspannung der Stabilisatoren.

Die diskontinuierliche Einstellung der Ausgangsspannung in Stufen zu 10 V (1% der Ausgangsspannung bei $U_a = 1$ kV) wird nicht als nachteilig empfunden. Sie erlaubt im Gegenteil eine schnellere Einstellung und eine bessere Reproduzierbarkeit als eine kontinuierliche Einstellung nach einem Instrument. Bei Bedarf kann durch einen weiteren Stufenschalter mit 1-kΩ-Widerständen die Einstellung von 1-V-Stufen vorgesehen werden. Die Einstellgenauigkeit der Spannung ist gleich der Genauigkeit der Widerstände (1%), die Reproduzierbarkeit einer einmal benutzten Spannung ist gleich der Konstanz der Widerstände und damit um über eine Größenordnung besser. Das in der Schaltung angegebene Instrument dient nur zur Kontrolle der Betriebsbereitschaft.

Die Belastung der Spannungsteilerwiderstände mit einer Größe von 100 kΩ beträgt konstant 0,1 W, d. h. 5% der Nennlast. In den Lieferbedingungen dieser Widerstände ist ohne Belastung eine Konstanz von 0,2%/5000 h und bei einer Belastung mit 25% der Nennlast eine Konstanz von 0,3%/5000 h angegeben. Bei den laufenden Messungen des Gesamtwiderstandes des Spannungsteilers konnten während eines Zeitraumes von drei Monaten nur Änderungen von insgesamt 0,02% des Gesamtwiderstandes festgestellt werden.

Regelspannungsverstärker

Als Eingangsröhre wurde aus den bereits angeführten Gründen ein Differenzenverstärker mit der ECC 83 eingesetzt. Eine EL 81 in Pentodenschaltung dient als weitere Verstärkerröhre. Sie überbrückt mit ihrer Spannungsfestigkeit gleichzeitig den Potentialunterschied zwischen Vergleichsspannung und Querröhre. Die maximal auftretende Anodenspannung von über 1 kV liegt zwar weit über der nach den Herstellerangaben gestatteten Maximalspannung von 250 V, doch zeigten Versuche, daß diese Röhre, bei der eine impulsförmige Spitzenspannung von ± 7 kV zulässig ist, bei niedrigen Anodenströmen (~ 5 mA) und kleinen Schirmgitterspannungen (0 ··· 70 V) bis zu Anodenspannungen von etwa 2,5 kV absolut sicher arbeitet. Unregelmäßigkeiten konnten erst bei Anodenspannungen > 4 kV festgestellt werden. Die in der beschriebenen und in ähnlichen Schaltungen eingesetzten EL 81 arbeiten zum Teil seit zwei Jahren mit Anodenspannungen bis zu 2,5 kV, ohne daß bis jetzt ein Ausfall zu verzeichnen war. Auch Higinbotham, Sanin und Sergejew und O'Toole verwendeten ähnliche Röhren. Als Querröhre dient ebenfalls eine EL 81. Die Schirmgitterspannung dieser Röhre wird aus der ungeregelten Hochspannung gewonnen und durch eine Stabilisatorröhre StR 70/6 auf 70 V begrenzt. Die Kreisverstärkung des Regelkreises beträgt 12000.

Die am Regelspannungsverstärkereingang notwendige Änderung der Gitterspannung bei der Einstellung verschiedener Ausgangsspannungen ändert den Teilerstrom I_T und stört damit den linearen Zusammenhang zwischen der Ausgangsspannung U_a und dem Widerstand R_{ges} des Spannungsteilers. Infolge der hohen Kreisverstärkung wird jedoch zur Erreichung der maximalen Ausgangsspannungsänderung von 1,2 kV nur eine Gitterspannungsänderung von 1,2 kV/12000 = 0,1 V benötigt. Diese Spannungsänderung bewirkt eine relative Stromänderung und damit Nichtlinearität der Spannungseinstellung von 0,1 V/250 V $= 4 \cdot 10^{-4}$. Dieser Wert liegt wesentlich unter der Genauigkeit der Widerstände und damit innerhalb der Einstellgenauigkeit.

Stromversorgung

Als Wechselspannungsquelle für die Erzeugung der Niederspannung und der Hochspannung dient ein normaler Netztrafo, dessen zwei 360-V-Wicklungen in Reihe liegen. Ein Einweggleichrichter mit der Röhre EY 81 liefert 800 V zur Speisung des geregelten Niederspannungsnetzteiles. Zwei Selengleichrichter erzeugen in einer Spannungsverdopplerschaltung 1,7 kV, die mit den 800 V in Reihe geschaltet die benötigten 2,5 kV ergeben. Die Siebung der Hochspannung erfolgt durch eine Drossel mit einer Induktivität von 300 H und einen 0,1-μF-Kondensator.

Mechanischer Aufbau

Beim mechanischen Aufbau sind vor allem zwei Forderungen zu beachten:

1. Der Spannungsteiler und die Stabilisatorröhren sind so anzuordnen, daß sie möglichst wenig erwärmt werden. Dabei ist darauf zu achten, daß eine Erwärmung bei allen Spannungsteilerwiderständen gleichmäßig wirksam wird.

2. Der Spannungsteiler und der Regelspannungsverstärker sind vor jeder Brummspannung sorgfältig abzuschirmen. Zweckmäßig ist eine möglichst weite räumliche Trennung von den Gleichrichtern und allen Netzspannung führenden Leitungen. Nur dann kann man die angegebenen Brummspannungswerte erreichen.

Erreichte Ergebnisse

Zunächst einige Worte zur Spannungsmessung. Dazu diente ein in den Fußpunkt des im Gerät arbeitenden Spannungsteilers geschalteter Widerstand mit einer Größe von 1 kΩ. Mit einem Kompensator wurde der Spannungsabfall über diesem Widerstand mit einer Genauigkeit von $0,5 \cdot 10^{-4}$ gemessen. Das verwendete Normalelement befand sich in einem Thermostaten. Weiterhin wurde der Gesamtwiderstand des Spannungsteilers und der genaue Wert des 1-kΩ-Widerstandes in einer Meßbrücke ebenfalls mit einer Genauigkeit von $0,5 \cdot 10^{-4}$ bestimmt. Aus dem Teilerverhältnis und dem Spannungsabfall über dem 1-kΩ-Widerstand wurde die Ausgangsspannung ermittelt. Die Messung der Brummspan-

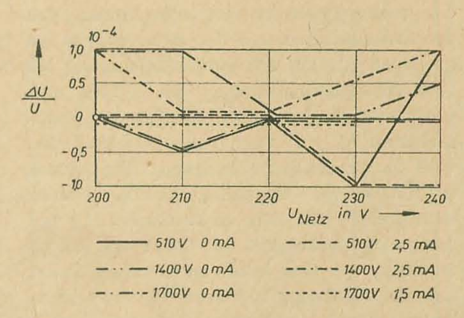


Bild 3: Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Netzspannung und der Belastung

[1]) Auf der diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse wurde von Vertretern des Werkes mitgeteilt, daß Borkohlewiderstände der Kl. A nicht in die Produktion aufgenommen werden. Es befinden sich jedoch Metallschichtwiderstände in der Entwicklung, die mindestens die gleichen Daten erreichen werden.

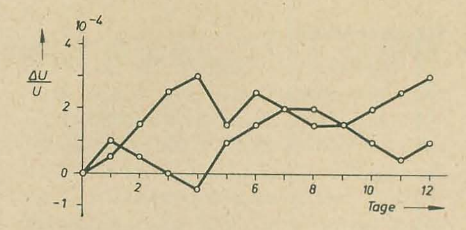


Bild 4: Langzeitkonstanz

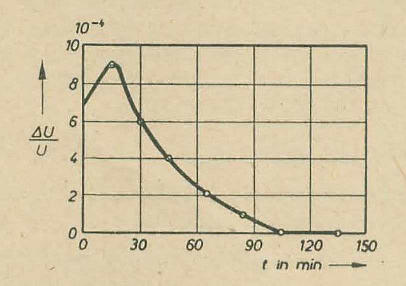


Bild 5: Einlaufverhalten

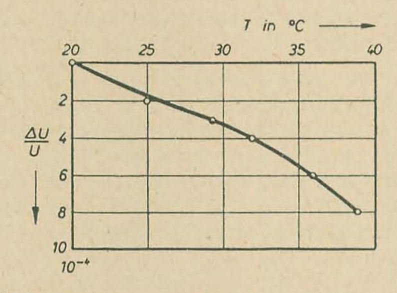


Bild 6: Temperaturgang der Ausgangsspannung

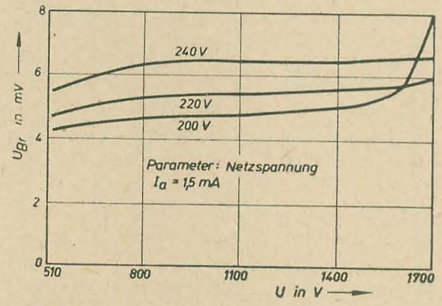


Bild 7: Verlauf der Brummspannung

nung erfolgte mit einem Millivoltmeter MV 10 (Fa. Clamann u. Grahnert).

Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Netzspannung und der Belastung ist im gesamten Bereich der Ausgangsspannung bei Netzspannungsänderungen von $\pm 10\%$ und Lastschwankungen von Leerlauf bis zum Maximalstrom $< \pm 1 \cdot 10^{-4}$ (siehe Bild 3). Dabei wird die verbleibende Änderung nicht durch die schwankende Spannung am Gleichrichter verursacht — die hohe Kreisverstärkung und der geringe Durchgriff der Querröhre (0,5%) erlauben, wie man leicht nachrechnen kann, nur eine Änderung von etwa $10^{-5}/10\%$ Eingangsspannungsänderung — sondern durch die ungleichmäßige Arbeitspunktverschiebung in den beiden Systemen der ECC 83 im Differenzenverstärker infolge der Heizspannungsänderungen. Aus diesem Grunde muß die im Differenzenverstärker eingesetzte Röhre ausgesucht werden. Ein Drittel der untersuchten Röhren ergab die angegebenen Werte.

Bei den übrigen Exemplaren ergaben sich maximale Änderungen der Ausgangsspannung von $\pm 2{,}5 \cdot 10^{-4}/10\%$ Netzspannungsänderung, wobei bei einer Reihe von Röhren die Änderung der Ausgangsspannung auch gegenläufig zur Netzspannungsänderung auftrat.

Die Strombelastbarkeit beträgt im Bereich von 510 ··· 1400 V 2,5 mA und bis 1,7 kV 1,5 mA. Die Langzeitkonstanz des Gerätes wurde zweimal über je 12 Tage gemessen (Bild 4). Dabei lief das Gerät jeden Tag acht Stunden und wurde über Nacht bzw. über das Wochenende abgeschaltet. Als Meßpunkt wurde die Spannung 120 min nach dem Einschalten bestimmt. Es ergaben sich innerhalb der Meßzeiträume maximale Abweichungen von $3 \cdot 10^{-4}$. Die Schwankungen pro Tag betrugen nach der Einlaufzeit maximal $-2 \cdot 10^{-4}$. Diese Abweichungen waren hauptsächlich temperaturbedingt. Die Labortemperatur stieg im Laufe des Tages um 2 ··· 4 °C an. Da der Temperaturkoeffizient des Gerätes $-0{,}35 \cdot 10^{-4}$/°C beträgt, ergibt sich dadurch eine Spannungsänderung von $-0{,}7 \cdots 1{,}4 \cdot 10^{-4}$.

Die Einlaufzeit des Gerätes beträgt 100 min (siehe Bild 5). Den Temperaturgang der Ausgangsspannung von 20 ··· 40 °C zeigt Bild 6. Das Gerät hat in diesem Bereich einen annähernd konstanten Temperaturkoeffizienten von $-0{,}35 \cdot 10^{-4}$/°C, der mit dem Temperaturkoeffizienten der Stabilisatorröhren übereinstimmt. Will man diesen Temperaturgang beseitigen, so müssen die Stabilisatorröhren in einem Thermostaten untergebracht werden, der dann zweckmäßigerweise auch den Spannungsteiler aufnimmt oder man muß eine Temperaturkompensation (z. B. nach Sanin und Sergejew [3]) vorsehen.

Den Verlauf der Brummspannung zeigt das Bild 7.

Zusammenfassung

Es wird ein Hochspannungsgerät beschrieben, das eine Stabilität von $2 \cdot 10^{-4}/6$ h und eine Langzeitstabilität von $3 \cdot 10^{-4}/12$ Tage erreicht. Die Ausgangsspannung weist bei $\pm 10\%$ Netzspannungsänderung und bei Lastschwankungen von Leerlauf bis Vollast eine Konstanz von $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ auf. Sie ist im Bereich von 510 ··· 1700 V in Stufen zu 10 V einstellbar. Das Gerät liefert bei einer Ausgangsspannung < 1400 V 2,5 mA und bei einer Ausgangsspannung > 1400 V 1,5 mA Strom.

Literatur

[1] Hartmann und Bernhard: Photovervielfacher und ihre Anwendung in der Kernphysik; Akademie-Verlag Berlin, 1957

[2] Higinbotham: Precision regulated high voltage supplies; The Review of Scientific Instr., Vol. 22 (1951) S. 429 ··· 431

[3] Sanin und Sergejew: Die Anwendung positiver Rückkopplung in stabilisierten Netzgeräten; Pribori i technika experimenta 2 (1960) S. 80 ··· 82

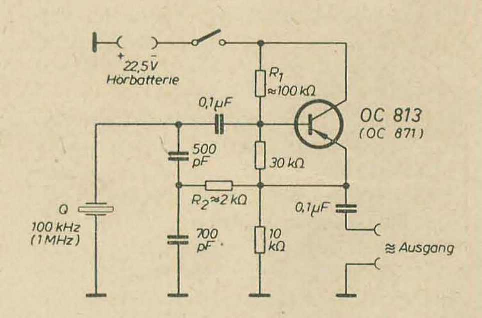
[4] O'Toole: A small, high voltage, regulated power supply with variable output; Electronic Engineering, Vol. 31 (1959) S. 681 bis 683

[5] Leland und Neher: Notes on the design of glow discharge voltage stabilizers···; Nuclear Instr. and Meth. Vol. 5 (1959) H. 2, S. 95 ··· 100

Quarzoszillator mit Transistor

Im folgenden wird ein transistorisierter Quarz-Normalfrequenzoszillator beschrieben, der sehr einfach aufzubauen und für Amateurzwecke ausgezeichnet geeignet ist. Er zeichnet sich durch das Fehlen jeder Induktivität gewohnter Form aus und ist funktionell und schaltungsmäßig etwa dem Clapp-Oszillator der Röhrentechnik vergleichbar.

Für die Frequenz 100 ··· 300 kHz ist mit Transistoren vom Typ OC813 ein Anschwingen zu erreichen, wenn die Stromverstärkung des Transistors bei Werten um wenigstens 50 (Kennfarbe grün, besser weiß) liegt. Für die „Standard"-Quarzfrequenz 1 MHz funktioniert die angegebene Schaltung mit dem Transistor OC 871 sehr sicher. Nötigenfalls sind die Widerstände R_1 und R_2 — für die im Bild nur Richtwerte gegeben werden — etwas im Wert zu variieren. R_1 beeinflußt dabei den Verstärkungsgrad des Transistors und soll nicht kleiner gemacht werden, als zum sicheren Anschwingen unbedingt erforderlich ist. R_2 beeinflußt unmittelbar den Rückkopplungsfaktor. Der Wert von etwa 1 kΩ soll hier nicht unterschritten werden. Alle übrigen Werte können für den OC 813 und den OC 871 beibehalten werden. Die Schaltung ist in dieser Form für alle Quarzfrequenzen zwischen etwa 60 kHz ··· einige MHz brauchbar. Interessant ist dabei, daß die Betriebseigenschaften des Transistors fast nicht in die Frequenz eingehen. Beim Mustergerät des Verfassers war beim Wechsel des Transistors gegen einen anderen gleichen Typs eine Frequenzänderung mit den vorhandenen Meßmitteln (bis etwa $1 \cdot 10^{-5}$) praktisch nicht nachweisbar. Selbst bei sehr starken Änderungen der Betriebsspannung (25 V bis herab zum Aussetzen des Oszillators) blieb die Fre-



quenzänderung unter $5 \cdot 10^{-5}$. Als Batterie kann z. B. eine kleine 22,5-V-Hörbatterie benutzt werden. Die Stromaufnahme des Oszillators beträgt nur etwa 0,8 ··· 1 mA, der Leistungsbedarf übersteigt also kaum 20 mW. Die abgegebene HF-Ausgangsspannung lag beim Mustergerät bei etwa 2 V_{eff} und war von Transistortyp und Betriebsspannung nur wenig abhängig.

Hajak

Linearverstärker in der Kerntechnik (5)

R. GÄRTNER
Mitteilung aus dem VEB Vakutronik, Dresden

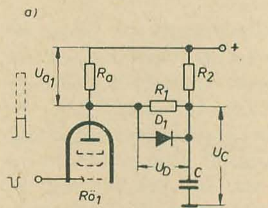
Dimensionierung der Begrenzerschaltung im VA-V-82 A

In der Schaltung des übersteuerungssicheren Linearverstärkers VA-V-82 A wurden die gewonnenen Untersuchungsergebnisse ausgewertet. Die Gesamtschaltung zeigt Bild 22 (Seite 294 und 295). Die gegenüber dem Verstärker VA-V-82 neu hinzugekommenen Baugruppen (im Bild stark ausgezogen) sind:

a) Begrenzerschaltung an der Anode der Röhre $Rö_1$,
b) Begrenzerschaltung an der Anode der Röhre $Rö_4$,
c) Schaltung zum Abschneiden des Unterschwingens zwischen den Röhren $Rö_{6a}$ und $Rö_7$,
d) Schaltung der Begrenzung der maximalen Ausgangsspannung an der Katode der Röhre $Rö_7$.

Begrenzerschaltung an der Anode der Röhre $Rö_1$

Anhand des Prinzipschaltbildes Bild 23a sei die Wirkungsweise erklärt: Der Anodenruhestrom der Röhre $Rö_1$ beträgt 10 mA, der Spannungsabfall über dem Anodenwiderstand R_a 100 V. Durch den Spannungsteiler R_1, R_2 wird die Diode D_1 in Sperrichtung auf U_D vorgespannt. Diese Vorspannung ist größer als der maximale Anodenspannungssprung im linearen Bereich, der infolge der Gegen-



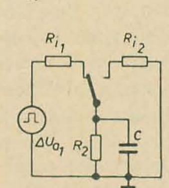


Bild 23: a) Prinzipschaltung der Begrenzeranordnung, b) Ersatzschaltung der Begrenzeranordnung

kopplung von der Katode der Röhre $Rö_3$ auf die Katode der Röhre $Rö_1$ etwa 20 mV beträgt. Erst bei größeren Aussteuerungen leitet D_1, und der Kondensator C lädt sich mit der Zeitkonstante $\tau_{auf} = C\,(R_D + R_i\,||\,R_a)$ auf (R_D = Diodenwiderstand in Durchlaßrichtung, R_i = Innenwiderstand $Rö_1$, R_a = Arbeitswiderstand $Rö_1$). Diese Zeitkonstante muß man so groß gegen die Impulsdauer t_i wählen, um zu vermeiden, daß sich die Spannung über C während der Aufladung merklich ändert. Nach Beendigung des Impulses sperrt D_1, und C entlädt sich mit $\tau_{ent} = C\,(R_1 + R_i\,||\,R_a)$, wobei der Widerstand R_2 gegen die anderen Widerstände vernachlässigt worden ist. Infolge der unterschiedlichen Lade- und Entladezeitkonstanten verschiebt sich die Diodenvorspannung in Abhängigkeit von der Impulsdichte auf höhere Werte. Nach dem Ersatzschaltbild Bild 23b gilt für die Extremwerte im eingeschwungenen Zustand:

$$U_{C_{max}} = \Delta U_{a_1} \cdot \frac{R_2}{R_{i_1} + R_2} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{t_i}{\tau_{auf}}}\right) e^{-\frac{T - t_i}{\tau_{ent}}}}{e^{-\frac{T - t_i}{\tau_{ent}}} - e^{-\frac{t_i}{\tau_{auf}}}} \quad (43)$$

und

$$U_{C_{min}} = \Delta U_{a_1} \cdot \frac{R_2}{R_{i_1} + R_2} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{t_i}{\tau_{auf}}}}{e^{-\frac{T - t_i}{\tau_{ent}}} - e^{-\frac{t_i}{\tau_{auf}}}} \quad (44)$$

Dabei sind: ΔU_{a_1} der Anodenspannungssprung, R_2 der Widerstand parallel zu C, R_{i_1} der Innenwiderstand der Spannungsquelle ($R_D + R_i\,||\,R_a$), R_{i_2} der Entladewiderstand ($R_1 + R_i\,||\,R_a$), T die Periodendauer, t_i die Impulsbreite, τ_{auf} die Aufladezeitkonstante und τ_{ent} die Entladezeitkonstante.

An einer Schaltung nach Bild 23a mit $R_a = 10\ k\Omega$, $R_2 = 10\ M\Omega$, $R_1 = 100\ k\Omega$, $C = 0{,}5\ \mu F$, $U_b = 250\ V$, $U_{a_0} = 150\ V$ und $\Delta U_{a_1} = 100\ V$ wurde die Übereinstimmung der Gleichungen (43) und (44) mit praktischen Meßwerten verglichen. Die Messung erfolgte mit Rechteckimpulsen mit 2 µs Breite. Bild 24 zeigt die Ergebnisse. Über der Impulsdichte bzw. dem Tastverhältnis sind die theoretischen Werte der mittleren Diodenvorspannung $(U_{D_{max}} + U_{D_{min}})/2$ und die mit einem Röhrenvoltmeter gemessene Spannung aufgetragen. Außerdem sind noch die am Oszillografen abgelesenen begrenzten Impulshöhen an der Anode der Röhre angegeben. Unter Berücksichtigung der Meßunsicherheiten ist die Übereinstimmung recht gut.

Wie die Ergebnisse zeigen, ist die Schaltung unter diesen Umständen nur bis zu Tastverhältnissen von 500 bzw. Impulsdichten von $10^3\ s^{-1}$ brauchbar. Tatsächlich liegen jedoch an der Anode der $Rö_1$ im VA-V-82 wesentlich günstigere Verhältnisse vor. Die Gegenkopplung bewirkt, daß die Impulsspannung an der Anode der $Rö_1$ bei 100facher Übersteuerung nur auf max. 20 V ansteigt. Bild 25 zeigt die Verschiebung der Vorspannung der Diode D_{151} im VA-V-82 A. Die Kurven 1 wurden mit Rechteckimpulsen von 2 µs Breite gemessen,

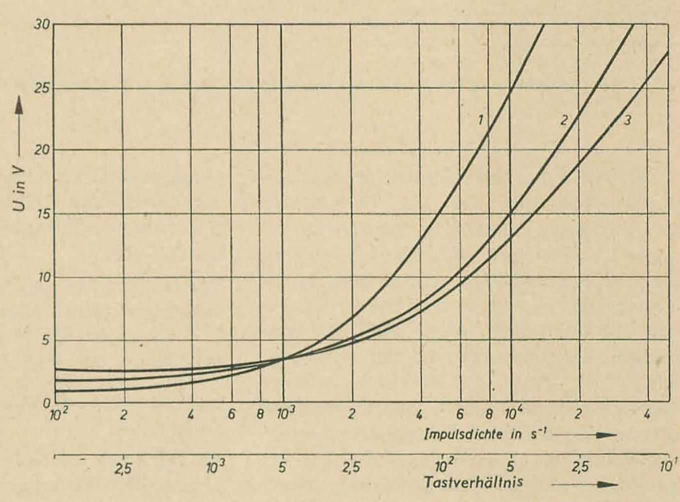


Bild 24: Abhängigkeit der mittleren Diodenspannung und der begrenzten Impulsspannung vom Tastverhältnis bzw. der Impulsdichte (gemessen mit Rechteckimpulsen mit $t_i = 2\ \mu s$); 1) berechnete Werte der Diodenspannung, ($U_{DM_{th}}$ = Diodenspg. theoretisch) 2) gemessene Werte der Diodenspannung, (U_{DM_g} = Diodenspg. gemessen) 3) gemessene Werte der Impulsspannung (U_{Imp} = Impulse, durch Begrenzerschaltung begrenzt)

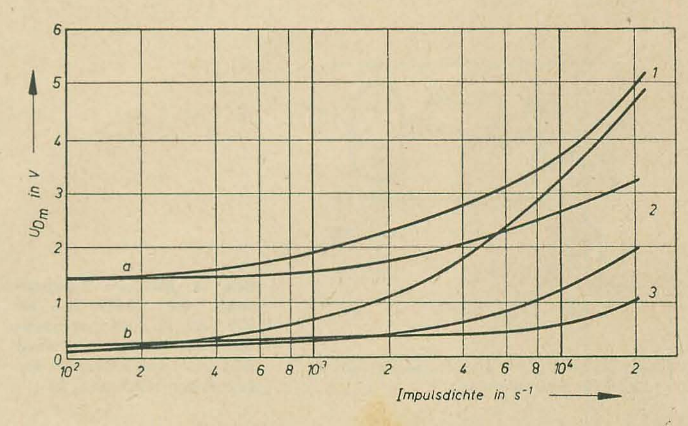


Bild 25: Mittlere Vorspannung der Diode D_{151} im VA-V-82 A in Abhängigkeit von der Impulsdichte bei U_e = —1 V; a) $U_{D0} = 1{,}5\ V$, $R_{151} = 100\ k\Omega$, $R_{152} = 10\ M\Omega$, b) $U_{D0} = 0{,}15\ V$, $R_{151} = 50\ k\Omega$, $R_{152} = 50\ M\Omega$; 1) Messung mit Rechteckimpulsen ($\tau_1 = 100\ \mu s$), 2) Messung mit Szint.-Impulsen ($\tau_1 = 100\ \mu s$), 3) Messung mit Szint.-Impulsen ($\tau_1 = 1\ \mu s$)

Bild 22: Gesamtschaltung des übersteuerungssicheren Linearverstärkers VA-V-82 A

die Kurven 2 und 3 mit imitierten Szintillationszählerimpulsen aus der Formerstufe. Die Eingangsspannung des Verstärkers betrug —1 V. Wie man sieht, reduziert sich die Verschiebung der Diodenvorspannung bei der Formung mit $\tau_1 = \tau_0 = 1\,\mu s$ durch das größere Unterschwingen. Auch durch die Verringerung der Diodenvorspannung von 1 % U_{a_1} auf 0,1 % U_{a_1} durch Erhöhen des Spannungsteilerverhältnisses R_{152}/R_{151} kann die maximal zulässige Impulsdichte heraufgesetzt werden. Eine Verkleinerung der Kapazität C hat keinen Einfluß auf die Wirksamkeit der Anordnung, da dadurch nicht nur die Entlade-, sondern auch die Aufladezeitkonstanten verringert werden. Damit vergrößert sich zwar die Differenz $U_{C_{max}} - U_{C_{min}}$, d. h., die Welligkeit der Diodenspannung steigt, und der Mittelwert bleibt annähernd konstant. Mit $C = 0{,}5\,\mu F$ ist die Welligkeit vernachlässigbar klein.

Begrenzerschaltung an der Anode der Röhre Rö₄

An der Anode der $Rö_4$ treten wesentlich größere positive Spannungen auf als an der Anode der $Rö_1$. Das Unterschwingen am Gitter der $Rö_4$ kann bei 100facher Übersteuerung bis auf —16 V ansteigen, so daß $Rö_4$ völlig gesperrt wird. Damit liegt am Gitter der $Rö_5$ der gesamte maximale Anodenspannungssprung von 60 V. Die einfache Begrenzerschaltung reicht hier nicht aus. Die Verschiebung der Diodenspannung nimmt bei hohen Impulsdichten unzulässig hohe Werte an (Bild 26a). Der Aussteuerbereich der Röhre $Rö_5$ wird überschritten und es setzt Gitterstrom ein. Die Schaltung nach Bild 27 ermöglicht die Begrenzung größerer Impulsdichten und -höhen.

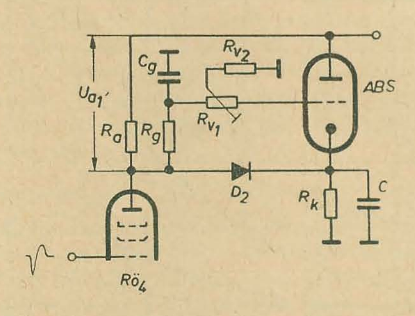
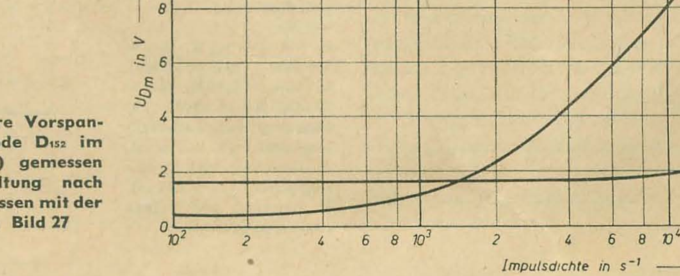


Bild 27: Schaltung zur Begrenzung größerer Impulshöhen und -dichten

Bild 26: Mittlere Vorspannung der Diode D_{152} im VA-V-82 A, a) gemessen mit der Schaltung nach Bild 23, b) gemessen mit der Schaltung nach Bild 27



Parallel zu C liegt hier außer R_k der Ausgangswiderstand der Anodenbasisstufe ABS. Dieser ist gleich $R_i/(\mu + 1)$ und beträgt etwa 500 Ω. Die Auf- und Entladezeitkonstanten sind somit annähernd gleich. Die Widerstände R_{V_1} und R_{V_2} dienen zur Einstellung des Arbeitspunktes der ABS und somit auch zur Einstellung der Vorspannung der Diode. Durch eine Messung mit Rechteckimpulsen wurde auch bei dieser Schaltung die Übereinstimmung mit der Berechnung nach den Gleichungen (43) und (44) geprüft. Bild 26 b zeigt, daß die Verschiebung der Diodenvorspannung bei der praktischen Messung mit imitierten Szintillationszählerimpulsen und mit Doppeldifferentiation $\tau_0 = \tau_1 = 1\,\mu s$ sowie 100facher Übersteuerung selbst bei Impulsdichten über $10^4\,s^{-1}$ gering ist. Der Einbau dieser Schaltung in dem Verstärker VA-V-82 A wurde dadurch ermöglicht, daß an Stelle der bisher als $Rö_6$ verwendeten Röhre EF 80 eine ECF 82 eingesetzt wurde, deren Triodensystem die Funktion der ABS übernimmt.

Abschneiden des Unterschwingens

Wie aus den obigen Ausführungen hervorgeht, läßt sich eine Auflösungszeit in der Größenordnung von 10 μs bei 100facher Übersteuerung mit RC-Formung nur mit gleichen Zeitkonstanten $\tau_1 = \tau_0 = 1\,\mu s$ erreichen. Das Unterschwingen, das dem Impuls folgt, verursacht im eingebauten Impulsdiskriminator bzw. im Einkanalanalysator VA-W-01 eine Fehlanzeige. Beide besitzen am Eingang eine Nullpegeldiode, die während des Unterschwingens den Koppelkondensator am Eingang auflädt. Man erhält nach Bild 28 einen

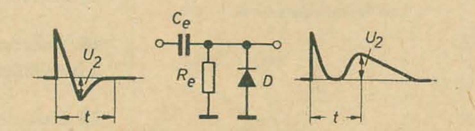


Bild 28: Impulsform am Eingang des Diskriminators mit Nullpegeldiode bei Unterschwingen ($C_eR_e \ll \tau_0 = \tau_1$)

zweiten Impuls, der mit der großen Zeitkonstante C_eR_e abklingt. Ist der Diskriminator auf einen Pegel $P < U_2$ vorgespannt, so wird der zweite Impuls mitregistriert. Weitere Signalimpulse, die innerhalb des Abklingvorganges folgen, lösen den Diskriminator bei einem Pegel aus, der größer als die tatsächliche Impulshöhe ist.

Das Unterschwingen wird beim VA-V-82 A am Ausgang durch eine Diodenschaltung abgeschnitten. Die Wirkungsweise beruht auf der Spannungsteilung zwischen R_{160} (10 kΩ) und dem Durchlaßwiderstand der Dioden D_{154}, D_{155} (≈ 500 Ω). Die Diode wird durch den Spannungsteiler R_{76}, R_{160} auf 0,5 V positiv vorgespannt. Überschreitet die positive Signalspannung an der Katode der $Rö_{6a}$ diese Vorspannung, so leitet D_{153} und der Impuls wird übertragen. Die Dioden D_{154}, D_{155} sind gesperrt, so daß nur infolge der Spannungsteilung D_{153} — ($R_{162} + R_{161}$) ein Höhenverlust von ≈ 1% auftritt. Die Dioden D_{154}, D_{155} sind durch R_{161}, R_{162} und R_{74} auf 0,05 V

negativ vorgespannt. Für das negative Unterschwingen leiten D_{154}, D_{155} während D_{153} sperrt. Das Unterschwingen wird also entsprechend der Spannungsteilung R_{160} — Durchlaßwiderstände D_{154}, D_{155} gedämpft.

Begrenzung der maximalen Ausgangsspannung

Für einen übersteuerungssicheren Betrieb ist es notwendig, die maximale Eingangsspannung des Impulshöhendiskriminators nicht zu überschreiten, da sonst infolge des Gitterstromeinsatzes Pegelverschiebungen auftreten. Hierzu wird das bisher freie System der Doppeldiode $Rö_{101}$ zwischen die Katode der $Rö_7$ und den Schirmgittern der Röhren $Rö_4$, $Rö_5$ gelegt. Die Spannung an der Katode der $Rö_7$ beträgt im Arbeitspunkt 60 V, die Schirmgitterspannung 170 V. Die Differenz liegt als Vorspannung an der Diode. Überschreitet die Ausgangsspannung des Verstärkers diese Vorspannung, so leitet die Diode und begrenzt die Ausgangsspannung auf 110 V.

Wird fortgesetzt

Fachbücher

Herausgeber: Obering. Kurt Kretzer

Handbuch für den Hochfrequenz- und Elektrotechniker Band VI

Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GMBH, Berlin-Borsigwalde

765 Seiten, 600 Bilder, 48 Tabellen, Ganzleinen 19,50 DM

Die blauen „Handbücher" sind aus der einschlägigen Fachliteratur nicht mehr wegzudenken, und es gibt kaum einen Fachmann der Hoch- und Niederfrequenztechnik, der nicht schon mit ihnen gearbeitet hat. Es ist daher zu begrüßen, daß der Verlag auch weiterhin bemüht ist, diese Reihe ständig zu vervollkommnen, um so mit der sich ständig weiterentwickelnden Technik Schritthalten zu können. Der nun vorliegende Band VI entspricht in Art und Ausführung vollkommen seinen Vorgängern den Bänden I ··· IV; auch er enthält wertvolle Beiträge anerkannter Fachleute und Spezialisten.
Der Band VI beginnt mit einer Abhandlung über Schaltalgebra von Dipl.-Ing. Klaus Fischer u. a. mit den Abschnitten Serien-Parallelstromkreise, Brückenschaltungen und vermaschte Netzwerke. Im zweiten Teil behandelt Dipl.-Ing. Hans Friedrich Fortschritte in der Trägerfrequenztechnik, wie Leitungen, Verstärker, Pilottontechnik, Fernüberwachung, -bedienung und -steuerung sowie Abzweigen und Durchschalten von TF-Bündeln. Teil 3 ist der Pulsmodulation und ihrer Anwendung in der Nachrichtentechnik gewidmet. Sein Bearbeiter ist Ing. Christian Boden. Mehr für die Praxis zugeschnitten ist der von Direktor Rudi Mantz bearbeitete Abschnitt über gedruckte Schaltungen und Subminiaturtechnik. Dieser Abschnitt gibt einen guten Einblick über Herstellung und Anwendung gedruckter Schaltungen und behandelt auch in anschaulicher Weise die jetzt sehr aktuell gewordene Subminiaturtechnik. Die Bildunterschrift zu Bild 20 stimmt hier allerdings nicht ganz mit dem Bild überein und auch zwischen Tabelle 4 und Bild 36 scheint eine Diskrepanz zu bestehen. Dipl.-Ing. Hans Friedrich und Dr. rer. nat. Friedrich-Karl Schröder behandeln im nächsten Abschnitt Meßverfahren und Meßgeräte der NF-Technik und Elektroakustik. Ebenfalls mit Meßtechnik befassen sich die beiden nächsten Teile. Messungen zur Bestimmung der Kennwerte von Dioden und Transistoren sowie Stand der Frequenzmeßtechnik nach dem Überlagerungsverfahren. Dipl.-Ing. Hans Herbert Klinger zeichnet für den Abschnitt der Radioastronomie und Dr.-Ing. Wolfgang Schmidt für den der Dielektrischen Erwärmung durch Mikrowellen verantwortlich. Von großer Aktualität sind die Teile Magnetverstärkertechnik von Ing. Horst Dornheim und Analogrechner als Simulatoren von Dipl.-Ing. Anton Huber. Die Technik der Selbst- und Fernlenkung behandelt der nächste Abschnitt. Er wurde von Dipl.-Ing. Ferdinand Müller bearbeitet. Ein ähnliches Gebiet bearbeitete Konrad Bartels. In diesem Abschnitt — Fernwirktechnik — werden u. a. Bedienung und Darstellung von Fernwirkvorgängen, Übertragungsverfahren, Ausführungsformen sowie Elektronik in Fernwirkgeräten behandelt. Der letzte Abschnitt befaßt sich mit dem Farbfernsehen. Grundlagen, Verfahren und Geräte sind die drei Hauptgruppen, die unter der Bearbeitung von Dipl.-Ing. Norbert Mayer das Wesentlichste über das Farbfernsehen bringen. Ein umfangreiches, 18 Seiten starkes Sachwortverzeichnis am Ende des Buches ermöglicht ein schnelles Aufsuchen eines gewünschten Gebietes. *Jancke*

Heinz Richter

Grundschaltungen der Radio-, Phono- und Fernsehtechnik

Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart

215 Seiten, 126 Bilder, Ganzleinen 12,— DM

Beim Betrachten einer Industrieschaltung, z. B. der eines Fernsehgerätes, ist man meist zuerst ziemlich von dem Wirrwarr und der Vielfalt der schaltungstechnischen Anordnungen beeindruckt. Abgesehen von ausgesprochenen Fachleuten des betreffenden Gebietes ist es nicht immer leicht, die Schaltungseinzelheiten zu erkennen und daraus die Funktionen abzuleiten. Das vorliegende Buch soll nun diese Aufgabe erleichtern. Es zerlegt Schaltungen der Radio-, Fono- und Fernsehtechnik in seine einzelnen Elemente, in die Grundschaltungen. Es zieht aus den komplizierten Gesamtschaltbildern diese Grundschaltungen heraus, befreit sie von allen sie umgebenen Zusatzanordnungen und beschreibt nun die Grundfunktion. Mit diesen Kenntnissen wird das Lesen von komplizierten und umfangreichen Schaltbildern wesentlich erleichtert.
Nach einer Einführung in Sinn und Zweck der Grundschaltungen werden die in der Empfängertechnik üblichen Grundschaltungen besprochen. Die Abschnitte über AM- und FM-Vorstufen, Demodulatoren, Misch- und ZF-Stufen sowie Netzteilgrundschaltungen geben hierüber Auskunft. Hierbei werden — wie auch in den anderen Abschnitten — sowohl Röhren- als auch Transistorschaltungen gleichzeitig behandelt. Sehr interessant ist der dritte Teil mit den Grundschaltungen von ein- und mehrstufigen Generatoren für sinus- und nichtsinusförmige Schwingungen. Etwas abwegig erscheinen dem Rezensenten dann allerdings — zumindest in dieser Form — die beiden folgenden Abschnitte über Grundschaltungen der Elektroakustik und von Tonbandgeräten. Der Abschnitt Elektroakustik ist im wesentlichen nichts weiter als die Behandlung der NF-Verstärker. Ein größerer Mischpultverstärker ist keinesfalls eine Grundschaltung, sondern setzt sich aus ihnen zusammen. Dasselbe gilt für den folgenden Abschnitt Tonbandgeräte. Besonders aus diesen beiden Abschnitten, aber auch aus anderen Teilen, ist zu erkennen, daß der Autor die Begriffe Grundschaltungen und Standardschaltung gleichgesetzt hat. Das ist nicht zu vertreten, denn selbst eine Standardschaltung setzt sich aus einzelnen Grundschaltungen zusammen.
Der letzte Abschnitt vermittelt einen guten Einblick in die Zusammensetzung der Schaltung eines TV-Empfängers. So werden Tuner, ZF-Teil, Videoteil, Amplitudensieb, Horizontal- und Vertikalablenkteil, Grundautomatikschaltungen u. a. m. behandelt. Das Sachregister bildet den Abschluß des Buches. Zusammenfassend läßt sich sagen: Es handelt sich hier um ein aktuelles, interessantes und lehrreiches Buch, daß trotz einiger Mängel die Fachliteratur bereichert. *Jancke*

Diese Bände sind nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

A. Ditl

Richtfunkverbindungen

Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig, 1960

218 Seiten, 144 Bilder, 28,— DM

Das vorliegende Werk ist der 9. Band der von Prof. Dr.-Ing. H. Frühauf herausgegebenen Bücherei der Hochfrequenztechnik. Der Autor, A. Ditl, betreut seit 1955 die Ausbildung auf dem gleichen Fachgebiet an den Technischen Hochschulen in Prag und Podebrad.
Der Verfasser beschreibt nicht etwa Geräte bzw. Anlagen der Richtfunktechnik, sondern will vielmehr dem Leser Grundprobleme der Richtfunktechnik klarlegen, da die Geräte und Anlagen bei der schnellen Entwicklung dieser Technik veralten, die Grundprobleme jedoch weiterhin bestehen bleiben. Aus diesem Grunde stellt der Verfasser nach einer kurzen, jedoch Ziel und Aufgaben der Richtfunktechnik umfassenden Einleitung Betrachtungen über den Wirkungsgrad der Leistungsübertragung von der Sende- zur Empfangsantenne, über Rauschspannung als Grenze der Empfängerleistung und Röhrenrauschen an. An die Behandlung von linearen Vierpolen und Problemen bei Breitbandverstärkern schließt sich der wichtige Abschnitt über Modulation und Demodulation der drei Modulationsarten Amplituden-, Frequenz- und Impulsmodulation an. In diesem Abschnitt lernt der Leser auch Prinzipschaltungen von Impulsgeneratoren (Multivibratoren) und Systeme für die Impulsmodulation kennen.
Die praktische Seite zeigt ein kurzer Abschnitt mit Beispielen von Richtfunksystemen und den Abschluß bilden nachrichtentheoretische Betrachtungen der Nachrichtenübertragung. Einige mathematische Probleme, die in Zusammenhang mit dem behandelten Stoff stehen, sind dem Anhang beigefügt.
Hervorzuheben sind die vorhandenen 23 Aufgaben mit den entsprechenden Lösungen und das Literaturverzeichnis mit 260 angegebenen Stellen.

Orlik

W. Dieminger

Ionosphäre und drahtloser Weitverkehr

Arbeitsgemeinschaft für Forschung des Landes Nordrhein-Westfalen

Westdeutscher Verlag, Köln und Opladen

52 Seiten, 34 Bilder, broschiert 5,50 DM

Der Verfasser, Professor Dieminger, ist ein maßgebender Teilnehmer an der Ionosphärenforschung und gehört ihr seit deren ersten Anfängen an. Er ist deshalb mehr als die meisten anderen Ionosphärenforscher in der Lage, grundlegende Dinge über diesen Forschungszweig auszusagen. Als besonderer Vorzug ist es zu werten, daß es in diesem Heftchen so ausgezeichnet klar und allgemeinverständlich geschieht.
In erster Linie sollen die direkten Teilnehmer am Kurzwellenfunkverkehr angesprochen werden, also Berufsfunker und Funkamateure. Darüber hinaus dürfte das Heft aber auch für einen großen Teil interessierter Laien eine außerordentlich aufschlußreiche Lektüre sein.
Im ersten Teil werden die physikalischen Bedingungen beschrieben, unter denen die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen durch die Reflexion an der Ionosphäre vor sich geht. Eingehend wird über die jahreszeitlichen und tageszeitlichen Veränderungen der übertragbaren Kurzwellenbereiche gesprochen. Die Meßmethoden zur Erforschung der Ionosphäre werden beschrieben.
Im zweiten Teil zeigt der Verfasser, wie die in der Ionosphärenforschung gewonnenen Erkenntnisse ausgewertet werden können zur Vorhersage der Frequenzbereiche, in denen eine Übertragung für bestimmte Strecken möglich ist. Diese Vorhersagen werden herausgegeben von dem Institut in der Bundesrepublik, dessen Direktor Professor Dieminger ist, ebenso wie sie in der DDR vom Heinrich-Hertz-Institut veröffentlicht werden.
In einem weiteren Abschnitt des zweiten Teiles befaßt sich der Verfasser mit den Störungen der Ionosphäre und deren Vorhersagen. Man ist allerdings in der Erforschung von Störungen seit Erscheinen des Heftes einen Schritt weiter gekommen.
Zusammenfassend ist zu sagen, daß das Heftchen allen an der Kurzwellenausbreitung interessierten Lesern und auch vielen naturwissenschaftlich interessierten Laien wertvolle Aufschlüsse geben kann.

Lange

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.